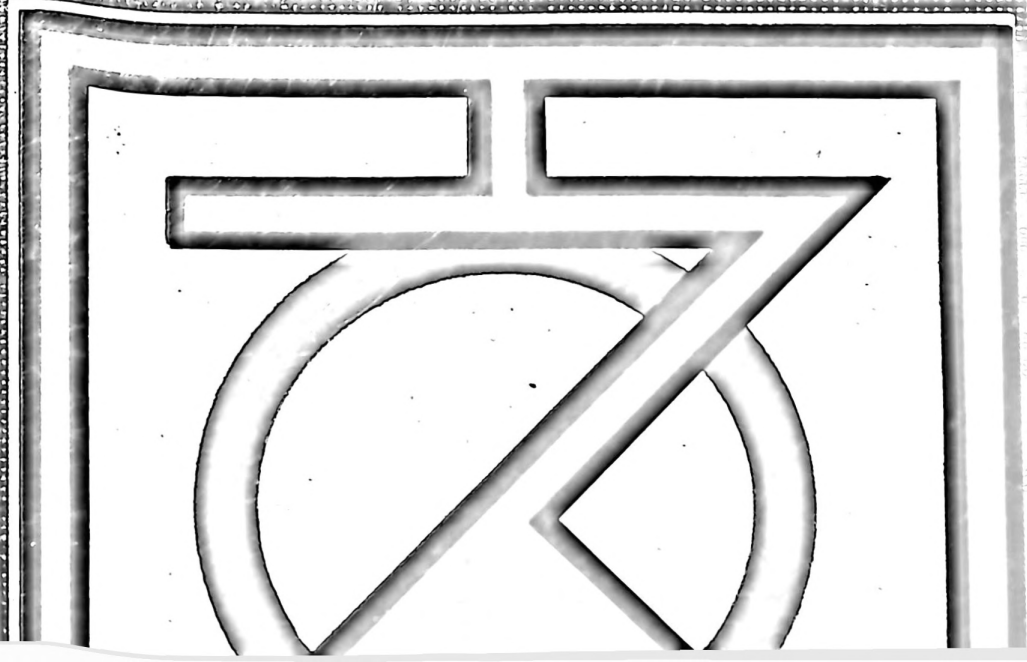
M

G. MOURIER

LES DIODES ZENER



LES DIODES ZENER

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage, est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

© 1975 - E.T.S.F.

G. MOURIER

•

LES DIODES ZENER

•

Diffusion :

AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION

43, rue de Dunkerque **75010 PARIS**

SOMMAIRE

A) Théorie générale

Généralités 9
Caractéristiques définissant une diode zener 10
Point de fonctionnement 15
Mise en série de diodes zener 17
Mise en parallèle de diodes zener 18
Relevé expérimental de la caractéristique 19

B) Applications

I. — STABILISATION DES TENSIONS

Nécessité de la stabilisation 23
Caractéristiques d'une stabilisation 25
Stabilisation par diode zener 27
Stabilisation « shunt » avec transistors 31
Stabilisateurs « série » 35
Accrochages 62
Problèmes thermiques 67
Protection des régulateurs 74
Utilisation d'un amplificateur d'erreur intégré 91
Régulateurs intégrés 92
Régulateurs tripolaires 96
Régulation à découpage 100
Temps d'établissement d'une alimentation 103

II. — APPLICATIONS DIVERSES

Filtrage 105
Découplage 107
Ecrêtage 108
Protection aux surtensions en courant continu 108

Protection aux surtensions en courant alternatif 109
Augmentation apparente de la tension de service d'un relais 110
Liaison entre étages 110
Echelles dilatées 111
Générateur de bruit 112
Polarisation d'émetteur dans un amplificateur 114
Chargeurs d'accumulateurs à coupure automatique en fin de charge ... 114
Indicateur de puissance pour chaîne Hi-Fi 117

AVERTISSEMENT

L'auteur tient à exprimer dans quel état d'esprit a été réalisé ce manuel. Celui-ci s'adresse aux initiés : bricoleurs, étudiants ou professionnels qui veulent en savoir plus sur ce composant particulier qu'est la diode zener. A aucun moment il n'est fait usage de développements complexes qui ne servent qu'à faire étalage de savoir et n'expliquent rien. D'ailleurs certains appareillages industriels de coût important, étudiés par des personnes de niveau mathématique élevé, ne fonctionnent pas correctement, apportant la preuve qu'une connaissance exclusivement théorique est inefficace.

Cet ouvrage veut expliquer, c'est pourquoi on a particulièrement insisté sur la technologie des circuits. Pour bien détailler leur assemblage, 188 figures ont dû être utilisées. Tous les montages décrits (sauf un, cité clairement dans le texte) ont été réalisés par l'auteur et ce livre n'est pas un recueil de schémas, piochés çà et là dans la littérature technique, mais une synthèse de connaissances théoriques et pratiques.

On considère souvent les semiconducteurs comme des éléments de mathématique pure. Vue sous cet angle, l'électronique apparaît pour beaucoup comme rebutante. On ne peut nier que des calculs sont nécessaires, mais on oublie parfois les appareils de mesures qui économisent quelques pages de savantes opérations, tout en donnant un résultat souvent plus proche de la vérité. Il est possible d'assimiler les composants électroniques à des êtres vivants avec leurs possibilités, leurs exigences, leur caractère parfois difficile, et les traiter comme tels. Ils sont en de nombreux points, pareils aux animaux domestiques, desquels on obtient beaucoup lorsqu'on les connaît bien. Un tel raisonnement peut sembler naïf, mais c'est bien de contact direct avec les composants que manquent bon nombre d' « électroniciens », d'autre part très brillants en démonstrations mathématiques.

N'importe quelle diode zener ne fait pas l'affaire et il est nécessaire d'avoir une idée concrète de ses caractéristiques, c'est ce qui a été développé dans une première partie nommée « théorie générale ». Une deuxième partie, qui occupe en fait presque tout l'ouvrage, traite des applications. Elle laisse une très large place aux alimentations stabilisées. Enfin, on verra que l'on peut utiliser les diodes zener à bien d'autres fins.

L'AUTEUR.

A - THÉORIE GÉNÉRALE

GÉNÉRALITÉS

Dans toute diode polarisée en inverse, on observe une brusque augmentation du courant de fuite, au-delà d'une certaine tension. C'est le claquage (fig. 1). Dans une diode « ordinaire », il apparaît pour des tensions élevées et l'on cherche à l'éviter dans un fonctionnement normal (redressement par exemple).

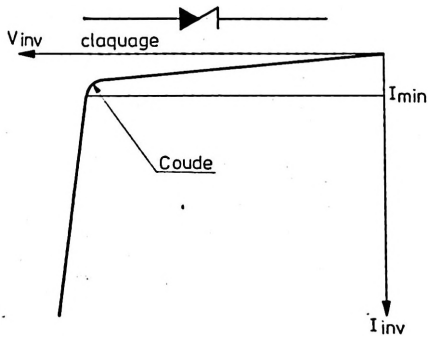


FIG. 1. — *Claquage d'une diode.*

En examinant la caractéristique inverse d'une diode, au-delà du coude on s'est aperçu que la tension variait assez peu en fonction du courant. On a pensé à réaliser des dispositifs spécialement conçus pour obtenir une tension constante, ce sont les diodes « zener ». (Du nom du physicien Zener). Dans celles-ci, on s'est arrangé à la fabrication (dopage important) pour abaisser le seuil de claquage à la valeur désirée. La structure ainsi réalisée permet une dissipation importante sans risque de destruction si l'on sait limiter correctement le courant inverse.

Les diodes « zener » sont conçues pour des tensions très diverses (de quelques volts à plusieurs centaines de volts).

En polarisation directe, il n'y a pas de différence entre les diodes « ordinaires » et les diodes « zener ». Dans ces dernières on a cherché à rendre le coude du claquage le plus petit possible, pour permettre une utilisation sans courant excessif.

On désigne souvent, sous le nom de diode zener, des dispositifs de même conséquence mais dont le phénomène de base est différent. En fait, l'effet « zener » qui est dû à un champ électrique interne n'existe qu'aux basses tensions. Pour les « zener » de tension élevée (ou pour les diodes « ordinaires ») il est dû à un effet d'avalanche. La différence est peu sensible avec le peu d'explications données ici mais le but de ce texte n'est pas de pénétrer dans la physique du solide. On verra par la suite l'influence que peut avoir cette différence et le choix qui en résultera.

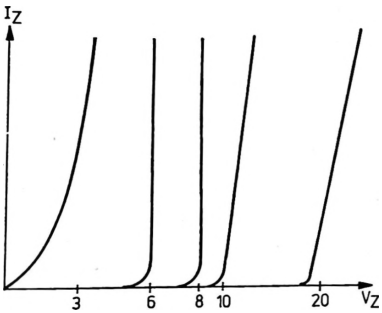


FIG. 2. — *Caractéristiques inverses de diodes zener de diverses tensions nominales.*

Quand on examine (fig. 2) les formes de la variation du claquage pour des « zeners » de tensions diverses provenant d'une même série, on voit que leurs allures sont sensiblement différentes. En effet, pour les faibles tensions « zener », le coude est assez grand et la partie utile de la caractéristique assez inclinée. Pour les valeurs élevées, le coude est net mais la caractéristique s'incline très fortement. C'est la plupart du temps pour des modèles de tensions comprises entre $\simeq$ 6 V et $\simeq$ 10 V que les deux phénomènes cités plus haut se combinent. Le coude est alors petit et la caractéristique verticale. Cette dernière remarque dépend beaucoup de la technologie car on trouve des séries dont les caractéristiques restent verticales jusqu'à plus de 20 V, alors que d'autres s'inclinent déjà vers 7 V. D'ailleurs, dans certaines séries de forte puissance, on peut constater une inclinaison de toutes les caractéristiques.

CARACTÉRISTIQUES DÉFINISSANT UNE DIODE ZENER

Tension (V_Z)

Chaque diode zener est caractérisée par la tension à partir de laquelle elle devient suffisamment conductrice, c'est-à-dire au-delà du coude. Le fabricant ne peut garantir une valeur absolue pour cette indication. Il donne une tension « nominale » ($V_{Z\ nom.}$) qui peut osciller, en pratique entre une valeur « minimale » ($V_{Z\ min.}$) et une valeur « maximale » ($V_{Z\ max.}$). Cela donne lieu à une tolérance de fabrication que l'on exprime en % de $V_{Z\ nom.}$ (exemples : 10 %, 5 %). Il ne faudra donc pas s'étonner de trouver dans un lot de zener de $V_{Z\ nom.} = 10$ V,

des tensions de $V_{Z\ reelle}$ (mesurée) allant de 9 à 11 V. Il s'agira alors d'une série à tolérance 10 %. Pour une tolérance de 5 %, une diode prise au hasard dans la série devra avoir $V_{Z\ reelle}$ (mesurée) comprise entre 9,5 V et 10,5 V. On pourra constater que la tension nominale est la moyenne des tensions $V_{Z\ min.}$ et $V_{Z\ max.}$ (soit : $V_{Z\ nom.} = (V_{Z\ min} + V_{Z\ max.})/2$). La tolérance est donc de + ou −5 % ou 10 %.

Comme pour les résistances, afin d'éviter une trop grande multiplicité des valeurs, incompatible avec l'utilisation et les stocks, on fabrique les diodes zener selon des valeurs normalisées qui sont :

2,4 - 2,7 - 3 - 3,3 - 3,6 - 3,9 - 4,3 - 4,7 - 5,1 - 5,6 - 6,2 - 6,8 - 7,5 - 8,2 - 9,1 - 10 - 11
12 - 13 - 15 - 16 - 18 - 20 - 22

et leurs multiples par 10. (Exemple : 33 V.) Si l'on adoptait une échelle linéaire telle que 1, 2, 3, ..., 8, 9, 10, il y aurait une différence de 100 % entre 1 et 2, et 11 % entre 9 et 10. Pour une tolérance de 10 %, il faut un écart régulier de $\simeq$ 20 % entre chaque valeur. Pour une tolérance de 5 %, il faut un écart régulier de $\simeq$ 10 % entre chaque valeur. En arrondissant, on obtient ces valeurs de V_Z.

Comme l'indique la caractéristique, V_Z est dans une certaine mesure fonction du courant zener. C'est pourquoi le fabricant indique $V_{Z\ nom.}$ pour un certain courant dit : courant de mesure. De plus pour éviter cette dépendance de V_Z on aurait avantage à l'alimenter par un courant constant (du moins le plus constant possible). Nous verrons plus loin comment y parvenir.

Puissance (P_Z)

La diode zener est parcourue par un courant inverse qu'il convient de ne pas exagérer. La puissance qui en résulte est limitée par la température maximale que peut supporter la jonction. Elle dépend de facteurs intrinsèques. Le fabricant définit donc une puissance maximale dissipable par une série donnée, qu'elle que soit la tension nominale. Par exemple si l'on prend 2 modèles de 1 W avec $V_{Z1} = 20$ V et $V_{Z2} = 10$ V, on peut déduire que pour V_{Z2} le courant maximal peut atteindre deux fois celui de V_{Z1}. Les puissances s'échelonnent généralement de 0,25 W à 75 W.

Coefficient de température (α)

La tension des diodes zener est affectée d'une coefficient positif ou négatif de température, conséquence des deux phénomènes de claquage cités plus haut (claquage de Zener et claquage par avalanche). C'est ainsi que comme le montre la figure 3, il est positif pour $V_Z > 6$ V et négatif pour $V_Z < 5$ V (valeurs non rigoureuses). Le coefficient de température peut être très faible pour des tensions comprises entre 5 V et 6 V (suivant la technologie).

Ce coefficient de température (α) augmente légèrement avec le courant zener.

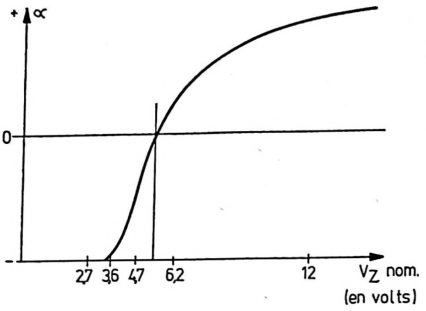


FIG. 3. — *Ordre de grandeur du coefficient de température en fonction de l'ordre de grandeur de la tension nominale.*

Par un groupement judicieux, on peut arriver à obtenir un α voisin de zéro. Bien sûr, ceci n'est valable que pour des variations moyennes de la température. α est donné en mV/°C ou le plus souvent en %/°C.

Courant minimal (I_{min})

Pour s'échapper du coude de zener (V_Z peu stable à son voisinage), il faut qu'un courant suffisant circule dans la diode. Celui-ci est défini par la tension de claquage sur la figure 1. Il est rarement précisé par le fabricant. On aura alors avantage à prendre comme courant minimal ($I_{min.}$), le courant pour lequel le catalogue précise V_Z.

Résistance dynamique (r_d)

La résistance dynamique d'une diode zener est le rapport $\Delta V_Z/\Delta I_Z$, c'est-à-dire le rapport existant entre les variations de la tension zener (mesurée) et celles du courant qui les a provoquées. Elle dépend de l'inclinaison de la caractéristique (donc également de l'ordre de grandeur de V_Z). Elle est très faible si la caractéristique est verticale.

Comme nous le verrons plus loin, on a avantage à choisir un modèle de résistance dynamique faible.

La figure 4 donne une idée de la valeur de la résistance dynamique des zeners en fonction de leur tension. Ces indications, valables au-delà du coude, sont approximatives mais permettent une assez bonne comparaison. Elles peuvent être assez différentes en pratique. En effet, la valeur de la résistance dynamique donnée par le fabricant est une indication moyenne ou maximale et dans ce domaine la tolérance est très large.

Bruit

On recueille aux bornes d'une diode zener polarisée, un bruit superposé à la tension continue. Celui-ci, est plus important au voisinage du coude de la

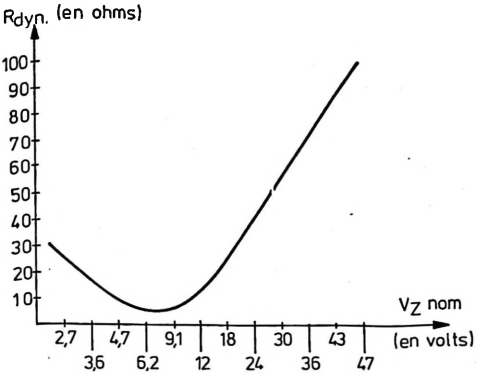


FIG. 4. — *Résistance dynamique moyenne en fonction de la tension nominale.*

caractéristique. On peut alors le chiffrer en dizaines ou en centaines de millivolts (on atteint plusieurs volts avec certaines diodes).

Par contre dès que la polarisation est correcte (courant suffisant) le bruit chute à quelques millivolts ou quelques fractions de millivolt. Ces chiffres ne sont qu'approximatifs, en effet certaines diodes zener génèrent plus de bruit que d'autres. Celui-ci est évidemment un phénomène parasite et, s'il est gênant pour l'application envisagée, on pourra pratiquement le supprimer (du moins supprimer son effet néfaste sur certains circuits) en disposant en parallèle avec la diode une capacité de 10 nF à 100 nF ou même plus si celle-ci n'altère en rien le fonctionnement des autres éléments associés à celle-ci (voir les applications).

Temps de stabilisation de V_Z

Lorsqu'on applique un courant, même constant à une diode zener, sa tension V_Z ne monte pas immédiatement à sa vraie valeur. En effet, à la mise en route du dispositif, il faut un certain temps pour que l'équilibre thermique soit établi. Comme la tension zener dépend plus ou moins de la température (α), pendant plusieurs minutes V_Z fluctue. (Surtout si I_Z est élevé).

En fait, cette fluctuation étant très faible, passe la plupart du temps inaperçue, du moins pour des applications courantes. On pensera donc à attendre plusieurs minutes avant de faire des mesures précises de V_Z. Le constructeur, lorsqu'il détermine V_Z, s'arrange pour éviter ce phénomène. En effet, il fait sa mesure alors que la diode est alimentée en impulsions dont le temps est judicieusement choisi. (Ces impulsions sont juste assez courtes pour éviter un échauffement de la jonction.) Dans la pratique on ne devra pas s'étonner de trouver V_Z très légèrement hors tolérances si l'on n'a pas pris ces précautions.

Diodes stabilisatrices et diodes de référence

Ces deux diodes exploitant la même cause ont des caractéristiques relativement différentes.

La diode stabilisatrice est la plus courante. Elle existe en tensions et puissances dont l'éventail est très grand. Son coefficient de température est assez important et non garanti. De plus sa résistance dynamique est très variable en fonction des séries. Le courant minimal est assez important (coude assez grand).

La diode de référence a un courant minimal très faible (coude très petit), et surtout un coefficient de température que l'on peut considérer comme parfaitement nul. La tolérance n'est pas plus serrée que pour les diodes stabilisatrices (5 %). La résistance dynamique n'est souvent pas meilleure, ces diodes étant essentiellement conçues pour avoir une tension V_Z qui ne varie pas avec la température. La dissipation qu'elles peuvent supporter est très faible (250 mW à 500 mW). Ces diodes sont essentiellement utilisées dans la métrologie ou dans des montages à très hautes performances en température. On conseille de les utiliser au courant pour lequel le constructeur spécifie V_Z (tenir compte que α varie avec le courant). La valeur de I_Z donnée par le fabricant correspond à un compromis entre une résistance dynamique faible (celle-ci diminue lorsque I_Z augmente) et une stabilité thermique parfaite, la priorité étant, pour certains modèles, donnée à cette dernière caractéristique.

Le prix des diodes de référence est relativement élevé et, par définition, l'éventail des tensions disponibles très restreint ($\simeq$ 6 V à 8 V).

Stabilité dans le temps de V_Z

Il « semble », que pour de nombreuses séries zener la tension varie très légèrement dans le temps (à température et courant constants). Il est assez difficile de chiffrer, dans la pratique, cette variation. Il faut quand même savoir qu'elle influe assez peu sur les montages courants à diode zener. En fait, bien d'autres paramètres varient dans un montage. (Les appareils de mesures en sont les premiers exemples). Le vieillissement est un phénomène déjà rencontré lors de l'utilisation de résistances de valeurs très élevées. On choisit alors des éléments ayant déjà de longues heures de travail à leur actif.

Comportement en impulsions

Jusqu'à maintenant, on avait considéré les zeners en cours de fonctionnement et leur rapidité de réponse importait peu.

Si on applique un courant passant brusquement de zéro à une valeur I_Z, la tension V_Z ne pourra suivre instantanément cette sollicitation. Elle apparaîtra donc avec un certain retard.

Cette limitation dans la réponse tient à deux causes :

— la capacité thermique de la jonction (voir plus loin les problèmes thermiques) ;

— la capacité électrique de la jonction.

Dans le premier cas V_Z dépendant de la température, on a parlé plus haut du phénomène. Si le signal appliqué à la diode doit lui entraîner une certaine

dissipation, la jonction met un certain temps à s'échauffer et un certain temps à refroidir. Suivant la durée d'application du signal, l'inertie thermique de la jonction et la puissance à dissiper, on retardera le signal appliqué. Ceci étant valable pour des impulsions d'une durée assez importante.

Pour des impulsions très courtes (< 1 µs), la capacité thermique n'intervient plus mais on est gêné par la capacité électrique de la jonction qui, en se chargeant, retarde l'apparition et la disparition de V_Z.

POINT DE FONCTIONNEMENT

Le point de fonctionnement (I_Z) sera choisi entre le courant minimal et le courant correspondant à la dissipation maximale du dispositif (fig. 5).

Sachant (fig. 6) que le courant traversant R_Z est égal à $I_Z + I_{charge}$ (la charge étant le circuit qui utilise la tension V_Z et consomme donc du courant à ses

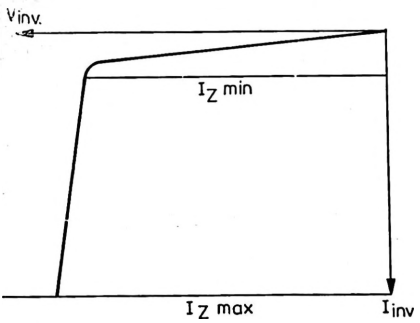


FIG. 5. — *Mise en évidence d'un courant minimal dû au coude de zener.*

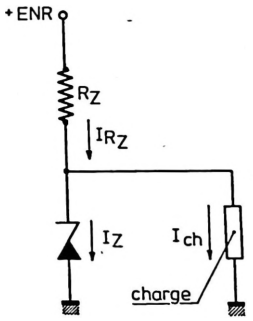


FIG. 6. — *Polarisation d'une diode zener.*

bornes), connaissant V_Z et $+ENR$ (ENR = source d'alimentation), on pourra déterminer R_Z :

$$R_Z = V_{RZ}/I_{RZ} = (ENR - V_Z)/(I_Z + I_{charge})$$

valable si ENR est constante.

Si l'on suppose que la charge ne consommera qu'un courant négligeable (source de référence pour métrologie par exemple), on utilisera l'approximation suivante : $R_Z = (ENR - V_Z)/I_Z$.

Puisque la diode zener est un peu sensibilisée par le courant zener, on améliorera de beaucoup la stabilité de sa tension en l'alimentant par un courant constant. Le principe théorique est illustré par la figure 7.

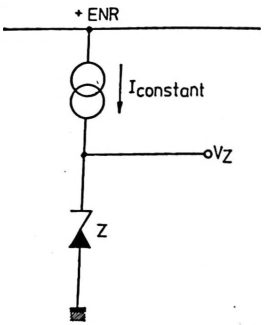


FIG. 7. — *Polarisation à courant constant d'une diode zener.*

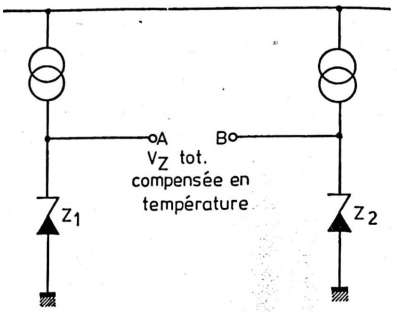


FIG. 8. — *Source de référence à montage différentiel à sorties flottantes.*

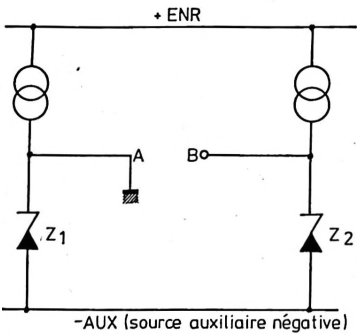


FIG. 9. — *Source de référence à montage différentiel avec une sortie à la masse.*

Dans certains cas on peut avoir besoin de tensions stables (références) très faibles et dont les deux bornes sont isolées de la masse. On emploiera le montage différentiel de la figure 8. On obtient alors, entre les points A et B :

$$V_{Z_1} - V_{Z_2}$$

(ou $V_{Z_2} - V_{Z_1}$, les polarités dépendant du choix de la zener ayant la plus grande tension). Si une borne doit être reliée à la masse, on pourra soit utiliser une ou plusieurs diodes « ordinaires », polarisées en direct et montées en série, sachant que chacune donnera $\simeq$ 0,7 V à ses bornes ; ou utiliser le montage modifié de la figure 9. On doit alors mettre en œuvre une source auxiliaire non reliée à la masse. Malgré la complexité, on préférera ce montage car la résistance dynamique ainsi obtenue peut être beaucoup plus faible qu'avec des diodes « normales ».

MISE EN SÉRIE DE DIODES ZENER (fig. 10)

On peut avoir besoin de tensions élevées stables et vouloir bénéficier de la faible résistance dynamique des modèles de diodes zener de tensions relativement faibles. On mettra donc des zeners en série en tenant compte de la dissipation maximale de chaque diode, si celles-ci sont de tension nominale différente. Il est conseillé d'assembler des modèles de structure interne voisine, donc de même série. Il y aura pratiquement deux problèmes :

1° Le coefficient de température de l'ensemble nous importe peu et l'on choisira les valeurs de V_{Z1}, V_{Z2}, V_{ZX}, etc., de façon à obtenir $V_{Z\ tot.}$ désirée ($V_{Z\ tot.} = V_Z$ totale). Le choix est alors grand et seule la résistance dynamique de l'ensemble nous intéresse.

2° Nous désirons compenser au maximum le coefficient de température par un choix judicieux des tensions zener.

a) Dans le cas de deux diodes, on prendra donc une zener ayant α négatif ($V_Z < 5$ V) et une diode zener ayant α positif ($V_Z > 6$ V). Le constructeur indique souvent α et on peut ainsi arriver à compenser « totalement » le coefficient de température. Par contre, la tension $V_{Z\ tot.}$ désirée est alors mal définie car le choix est assez faible de part et d'autre de $\alpha \simeq 0$ pour compenser correctement celui-ci. On utilisera autant de fois le couple : $(\alpha > 0) + (\alpha < 0)$ qu'il est nécessaire, pour approcher de la tension totale désirée ($V_{Z\ tot.}$).

b) On utilise d'office une diode dont $\alpha > 0$ et on met autant de diodes « normales » polarisées en direct, qu'il y a de fois $\simeq 2$ mV/°C à compenser. En effet les diodes « normales » voient leur chute de tension nominale à fort courant ($\simeq 0{,}7$ V) chuter de $\simeq 2$ mV/°C. Ces diodes (fig. 11) auront deux raisons d'être. D'une part, elles pourront compenser en partie α et d'autre part elles ajusteront $V_{Z\ tot.}$ à la valeur désirée à 0,7 V près, au maximum.

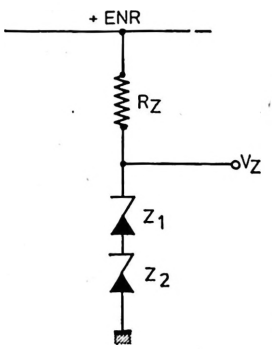


FIG. 10. — *Mise en série de diodes zener.*

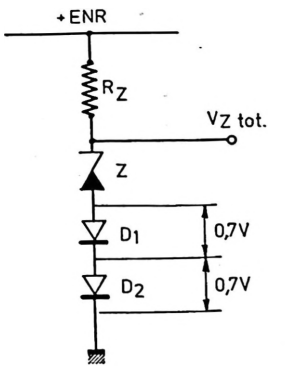


FIG. 11. — *Compensation en température.*

Evidemment, lorsqu'on parle de compensation de l'effet de température ($\alpha_{tot.} \simeq 0$), il s'agit de la température ambiante à laquelle toutes les diodes sont soumises à peu près de la même façon si elles sont situées assez près les unes des autres (et pas trop près). En effet, on ne peut compenser par les procédés indiqués, une élévation de température intrinsèque au dispositif zener (due à une certaine dissipation sur la jonction). La compensation en température est, en général, assez difficile à réaliser et lorsque l'application envisagée demandera une grande précision sur ce paramètre, on aura avantage à utiliser une diode de « référence » citée plus haut. En effet, dans ces dispositifs α est presque parfaitement compensé à la fabrication et la compensation touchera également l'échauffement interne de la diode.

Enfin, on évitera un trop grand nombre de diodes en série, afin de ne pas augmenter abusivement la résistance dynamique de l'ensemble réalisé. On comparera toujours la résistance dynamique obtenue et celle qu'aurait la zener seule donnant $V_{Z\ tot.}$ désirée.

En règle générale, dans une mise en série de diodes zener, on tiendra toujours compte de la dissipation de l'élément qui a la plus forte tension nominale.

MISE EN PARALLÈLE DE DIODES ZENER

Dans certains cas, la dissipation maximale de la zener disponible peut être trop faible pour l'application envisagée. On pourra alors penser à la mise en parallèle de diodes, multipliant ainsi la dissipation possible (fig. 12).

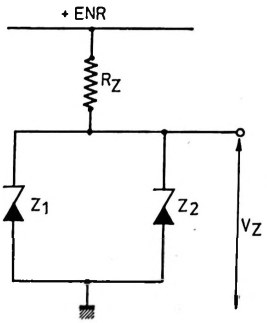


FIG. 12. — *Mise en parallèle de diodes zener.*

Plus que pour les diodes du type « ordinaire », ce montage est à proscrire. En effet, quel que soit le degré de précision sur la valeur de V_Z (tri des éléments), il existe une différence de tension entre les diodes. Cette différence engendrera, si l'on « force » les V_Z à la même valeur, une dissipation très différente dans chaque élément. A la limite, l'une des diodes pourrait « passer » presque tout le courant destiné à l'ensemble et de ce fait verrait « sa vie » très écourtée. Les autres diodes en parallèle la suivront très rapidement dans la même voie.

Il faut signaler, pour convaincre plus profondément, qu'un tri de diodes zener, s'il n'est pas facile à pratiquer, n'est valable (?) qu'à une température et pour un courant donné. En fait, comme on l'a dit plus haut, une fois ces diodes (triées) mises en parallèle, la faible différence de V_Z qui subsiste, entraînera une différence de courant, donc de dissipation, et la valeur de V_Z mesurée au tri n'aura plus de signification. D'autant, qu'à cause de l'influence d'autres facteurs, on ne peut considérer ces courants comme constants.

En conclusion, la mise en parallèle de diodes zener est à déconseiller et reviendrait si cher, avec une instabilité du fonctionnement, qu'on ne peut sérieusement l'envisager. Il est préférable de se procurer le modèle de dissipation supérieure.

RELEVÉ EXPÉRIMENTAL DE LA CARACTÉRISTIQUE

Il peut être intéressant de relever la caractéristique inverse d'une diode zener. Aussi bien quand le fabricant ne la donne pas, on est ainsi mieux renseigné pour choisir le point de fonctionnement ; ou simplement pour vérifier les « vraies » caractéristiques du modèle dont on dispose. Rappelons à cet effet que les indications données par le fabricant sont moyennes ou maximales.

On a voulu comparer les diodes suivantes :

$$V_{Z1\ nom.} = 4{,}7\ V \text{ et } V_{Z2\ nom.} = 10\ V$$

dont nous disposions. On réalise le montage de la figure 13. Dans celui-ci, ENR doit être une source de tension très stable et de valeur assez supérieure à V_Z. Nous avons pris ENR = 18 V.

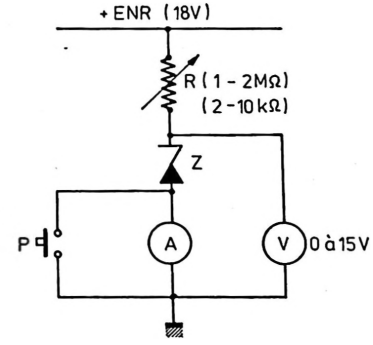


FIG. 13. — *Montage permettant le relevé expérimental de la caractéristique inverse d'une diode zener.*

V est un voltmètre (continu) à haute « impédance » ou un très bon contrôleur universel ($\geqslant$ 40 kΩ/V), de 0 à 15 V.

A est un autre contrôleur ayant une très faible chute de tension sur les calibres faibles d'intensités. Il sera commuté sur 0-50 µA et 0-50 mA au cours de la manipulation. Le poussoir P est destiné à court-circuiter A quand on fait la mesure de V_Z. On diminue ainsi l'erreur due à la résistance interne de A. La résistance R fait au maximum 2 MΩ (ajustable).

A) Contrôle du coude zener

Sur la figure 14 on a gradué U en volts jusqu'à 11 et I en µA jusqu'à 1 mA.

Travaillons sur le modèle $V_{Z\ nom.} = 4{,}7$ V. A la mise en route, (rappel $R \simeq 2$ MΩ) on observe un certain courant dans A. On règle R de façon à obtenir une valeur suffisante de I soit par exemple 50 µA (le début de la courbe ne nous intéresse pas). On appuie sur P et on lit sur V (nous avons trouvé deux volts). On note sur la figure 14 ce premier point qui se trouve à l'intersection (pour la diode considérée) de 2 V et 50 µA (point 1). Ensuite, on diminue la valeur de R pour amener A à 100 µA (valeur arbitraire facilitant la lecture). On appuie sur P on lit sur V (2,5 V, dans notre cas) et ainsi de suite jusqu'à 1 mA.

La figure 14 donne l'allure de la courbe correspondant à la diode testée (rappel : un modèle $V_{Z\ nom.} = 4{,}7$ V).

On règle R au maximum de sa valeur (2 MΩ) et l'on recommence avec la zener $V_{Z\ nom.} = 10$ V.

Comme nous l'avons affirmé, on vérifie que le coude des zeners de faible tension est (en général) assez grand alors qu'il est pratiquement inexistant pour des valeurs élevées de $V_{Z\ nom.}$.

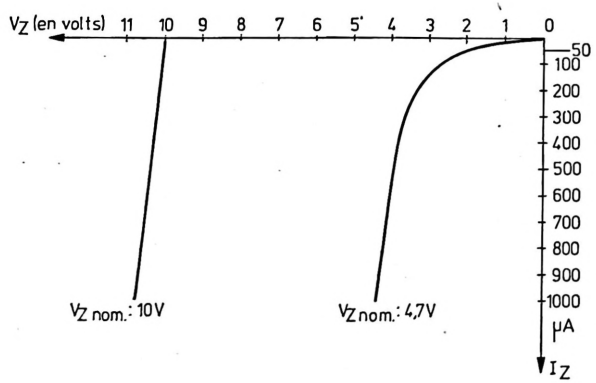


FIG. 14. — *Relevé expérimental de la caractéristique : zone à faible courant.*

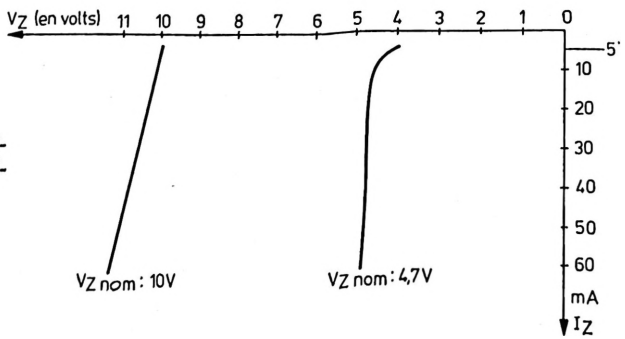


FIG. 15. — *Relevé expérimental de la caractéristique : zone utilisable.*

B) Contrôle de la partie utilisable de la caractéristique

On change R en prenant une résistance ajustable de 10 kΩ réglée à son maximum.

Sur la figure 15, U est graduée en volts et I en milliampères.

On met le montage sous tension avec $V_{Z\ nom.} = 4{,}7$ V et l'on règle R pour obtenir 5 mA sur A (valeur arbitraire). On appuie sur P et on lit sur V (dans notre cas on a trouvé 4,2 V). Ceci nous donne un premier point (point 1). On continue comme précédemment pour cette diode et celle de 10 V. On prendra soin de ne pas dépasser le courant correspondant à la dissipation maximale ($P_Z = V_Z \cdot I_Z$).

La figure 15 indique les courbes ainsi obtenues. On constate que le coude du modèle $V_{Z\ nom.} = 4{,}7$ V n'était pas terminé sur la précédente figure. Il semble finir vers 20 mA, ce sera le courant minimal. Le coude est donc très « flou » ce qui confirme ce que nous avons dit plus haut.

A fort courant, la caractéristique se redresse et donc la résistance dynamique devient faible (on se trouve malheureusement très près de la dissipation maximale).

Par contre, pour le modèle $V_{Z\ nom.} = 10$ V, la résistance dynamique reste élevée car la tension varie beaucoup avec le courant zener (V_Z varie de 10 V à 11 V sur notre exemple).

On vérifie donc que la résistance dynamique est plus élevée pour les modèles de tension élevée et on aura avantage à mettre deux diodes de 4,7 V en série (plus des diodes ordinaires) plutôt que d'utiliser une diode de 10 V (les diodes de 4,7 V devant travailler à fort courant).

En conclusion, on ne peut utiliser notre diode de 4,7 V en dessous de 20 mA mais au-delà elle se comporte très bien. Le modèle de 10 V peut fonctionner à très faible courant mais à toute valeur de celui-ci sa tension sera différente (résistance dynamique élevée). Dans l'assemblage de diodes zener il ne faudra pas oublier que les résistances dynamiques mises en série s'ajoutent.

Les valeurs obtenues concernent l'essai en question et il ne faudrait pas en tirer un jugement catégorique sur toutes les zeners de même tension nominale. Ces valeurs dépendent fortement de la technologie et des procédés de fabrication.

B - APPLICATIONS

I - STABILISATION DES TENSIONS

NÉCESSITÉ DE LA STABILISATION

Les ensembles à semiconducteurs nécessitent une tension d'alimentation du type « continu ». Pour des « petits montages » on peut employer les piles, dans la mesure où il existe une pile ou un groupement de piles, permettant d'obtenir la tension désirée. Beaucoup de montages fonctionnent avec des tensions « standard » comme 3 V, 4,5 V, 6 V, 7,5 V, 9 V, etc. Par contre, de part les nécessités techniques on peut avoir besoin de tensions très spéciales et parfois doubles comme +15 V et −15 V. La solution des piles est donc peu pratique, indépendamment du fait que la tension qu'elles délivrent baisse continuellement au fur et à mesure qu'elles sont en service et qu'on ne peut leur demander des appels de courant importants. Les seuls avantages à leur utilisation semblent être leur isolement galvanique vis-à-vis du secteur et la suppression du « fil à la patte ». On fait malgré tout souvent appel à une alimentation « secteur ». En effet, le courant alternatif distribué par l'EDF est facile à transformer. L'alimentation la plus simple comprendra un transformateur, un système de redressement à diodes et un complément de filtrage (ou de lissage).

Du fait de la résistance électrique du secondaire, des pertes magnétiques de l'inductance éventuelle de filtrage, de la résistance directe des diodes et des diverses connexions, une alimentation a forcément une résistance interne R_i. Celle-ci peut alors se représenter en série avec le montage que l'on devra alimenter (charge). La figure 16 représente le principe. Il ne s'agit pas du rapport $ER/I_{ch.}$ dans lequel ER est la tension alimentant la charge et $I_{ch.}$ le courant débité dans celle-ci. Cette valeur correspond alors à la résistance équivalente de la charge, vue par l'alimentation. On peut nommer résistance interne d'une alimentation le rapport $V_{Rt.}/I_{ch.}$ dans lequel $R_{t.}$ représente la résistance totale (R_i sur la figure) en série, matérialisée par les divers éléments cités plus haut.

Une des qualités d'un générateur de tension étant d'avoir une résistance interne faible, celle-ci ne pourra être donnée pour comparaison que si elle représente le rapport $\Delta ER/\Delta I_{ch.}$, c'est-à-dire le rapport qui existe entre les variations de la tension de sortie et les variations du courant qui les ont provoquées.

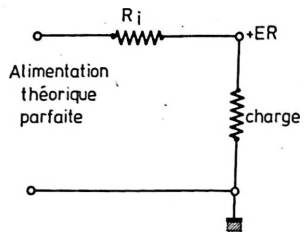


FIG. 16. — *Mise en évidence de la résistance interne d'une source.*

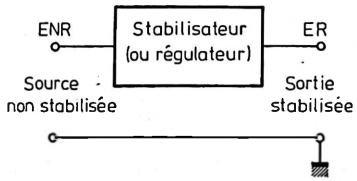


FIG. 17. — *Principe de la stabilisation.*

Il s'agit donc d'une résistance « dynamique » (ou différentielle). On retrouvera donc aux bornes de cette résistance interne, une chute de tension qui se retranchera de la tension de sortie ER dès que l'on demandera du courant par la charge. Cette résistance interne a pratiquement deux inconvénients :

1) Si, par exemple, la charge doit fonctionner sous 12 V et a une consommation très variable de 20 mA à 1 A, en ayant 12 V à 20 mA nous aurons beaucoup moins à 1 A (en fait cela dépend de la résistance interne). La charge risque alors de ne pas fonctionner correctement avec la tension, plus faible, qu'on lui propose.

2) Si nous voulons alors 12 V à 1 A, nous risquons de détruire la charge car celle-ci recevra une tension très supérieure aux 12 V précédemment indiqués, lorsqu'elle ne consommera que 20 mA (bien sûr, cela dépend encore de la résistance interne).

Le but des montages qui vont suivre est donc de diminuer cette résistance interne et donc de diviser le plus possible les variations de la tension ER dues à des variations de consommation de courant par la charge. Nous avons négligé un rôle essentiel de la stabilisation, celui de diviser le plus possible les variations de ER dues aux variations de la tension d'entrée (tension du secteur, redressée et filtrée). En effet, le courant électrique fourni par l'EDF a le même défaut que notre alimentation, sa tension varie assez fortement en fonction de la consommation par les usagers, cette variation pouvant être lente ou rapide. Aux heures des repas, on peut relever sur un secteur de tension nominale 220 V, des variations de ± 30 V. Le « secteur » a donc une résistance interne. Ces variations se retrouvent en valeurs relatives après le transformateur. Si, par exemple, la tension du secondaire est de 22 V nominaux, la variation atteindra ± 3 V. Cette valeur est importante et risque fort de modifier tout ou partie du fonctionnement de la charge. On devra donc toujours avoir présent à l'esprit que si l'on raisonne sur une tension à réguler (ou stabiliser) celle-ci peut varier de $\pm 10\%$ (ou plus) à tout instant et pendant un temps indéterminé. Il faudra donc en tenir compte pour la dissipation maximale des éléments du régulateur (ou stabilisateur) ainsi que pour leur limite inférieure de fonctionnement. La figure 17 donne l'organisation générale d'une régulation (ou stabilisation).

Avant d'aborder les méthodes pratiques de réalisation d'un stabilisateur il convient de raisonner sur le principe général et de définir certaines expressions relatives à la régulation des tensions.

CARACTÉRISTIQUES D'UNE STABILISATION

Facteur de stabilisation amont F_A (ou coefficient fractionnaire)

Soit ΔER_A, la variation de la tension de sortie en fonction des variations de la tension d'entrée ENR. Le facteur de stabilisation amont peut être défini comme étant le rapport $\Delta ENR/\Delta ER_A$. C'est le rapport de division par le régulateur des variations intrinsèques de ENR (ΔENR est en principe supposée comme étant $\simeq \pm 10$ % de ENR, soit 20 %). F_A est valable à $I_{ch.}$ et T °C constants. Du facteur de stabilisation on déduit la stabilisation amont qui est $S_A = 1/F_A$ soit $\Delta ER_A/\Delta ENR$.

Facteur de stabilisation aval F_a

Soit ΔER_a, la variation de la tension de sortie due à une variation de ENR causée par une variation de $I_{ch.}$. Le facteur de stabilisation aval peut être défini comme étant le rapport $ER/\Delta ER_a$. C'est le rapport entre la tension de sortie à vide et les variations en charge. Du facteur de stabilisation aval on déduit la stabilisation aval qui est $S_a = 1/F_a = \Delta ER_a/ER$.

Température de travail T °C

On définit, en général, les températures limites entre lesquelles l'ensemble régulateur doit être capable de fonctionner sans altération de ses propriétés. Pour les montages courants, elle se situe entre 0 °C et 70 °C.

Coefficient de température α

Soit ΔER_T, la variation de la tension de sortie due uniquement à une variation de la température ambiante (que subit l'ensemble du régulateur), le coefficient de température $\alpha = \Delta ER_T/\Delta T$ °C. Il n'est valable qu'à ENR et $I_{ch.}$ constants et il peut être positif ou négatif.

Résistance de sortie R_S

Nous l'avons exprimée plus haut mais rappelons qu'il s'agit du rapport $\Delta ER_a/\Delta I_{ch.}$, valable à ENR et $I_{ch.}$ constants.

Facteur de stabilisation globale F_g

Soit ΔER_g la variation de la tension de sortie en fonction des variations naturelles de ENR (non dues à un débit en sortie), du débit en sortie ER et des

variations de température ambiante (toujours comprises entre 0 et 70 °C maximum). On peut admettre que la variation globale de ER est :

$$\Delta ER_g = \Delta ER_A + \Delta ER_a + \Delta ER_T.$$

On définit alors le facteur de stabilisation globale F_g. comme étant le rapport $ER/\Delta ER_g$.. En disposant des stabilisateurs en série, on obtiendrait alors :

$$F_{gt} = F_{g1} \cdot F_{g2} \cdot F_{gx}.$$

On peut alors en déduire la stabilisation globale qui est égale à :

$$S_g = 1/F_g = \Delta ER_g/ER.$$

A chaque fois qu'intervenaient les variations de la température, on ne tenait compte que des variations dues à la température ambiante. On n'oubliera pas l'influence de l'élévation de température interne des boîtiers des composants, due à une certaine dissipation, ce qui explique qu'on ne puisse pas être très rigoureux.

Facteur de filtrage (se définit en charge)

Soit E la valeur de la tension de ronflement en entrée ENR et e la valeur de la tension du ronflement en sortie ER. On définira le facteur de filtrage comme étant le rapport E/e, ce qui signifie que le régulateur divise par ce rapport le ronflement présent en entrée ENR.

Taux de ronflement en sortie (se définit en charge)

L'intérêt du facteur de filtrage ne semble pas évident et ce qui importe surtout est de connaître le taux de ronflement en sortie. Soit e la tension de ronflement en sortie et ER la tension de sortie, le taux de ronflement correspond au rapport e/ER.

Temps d'établissement t_e (temps de montée ou temps de réponse)

Il ne s'agit pas du temps que met l'alimentation, lors de la mise sous tension secteur, pour charger toutes ses capacités et pour que sa tension de sortie atteigne sa valeur nominale. Le temps d'établissement est le temps que met l'alimentation pour répondre à une sollicitation de la charge. Il se définit pour tous les temps de montée, comme étant le temps que met l'alimentation soumise à une charge équivalente R_{ch}. pour que ER passe de 10 % à 90 % de sa valeur nominale.

Temps de réponse du système de protection t_p

C'est le temps que met l'ensemble de protection aux surintensités pour agir lorsqu'on a dépassé un certain seuil dit « de disjonction » ou de « limitation ».

STABILISATION PAR DIODES ZENER

Un seul étage de stabilisation, sortie à vide

La figure 18 rappelle la polarisation d'une diode zener. ENR est la source non stabilisée et ER la source stabilisée. Prenons, par exemple, la diode BZX46C6V2. Sa tension $V_{Z\ nom.}$ est de 6,2 V pour un courant I_Z de 20 mA. Pour ce même courant $r_{d.\ max.} = 7\ \Omega$ et $\alpha_{max.} = +0{,}07\ \%/°C$, $P_{Z\ max.} = 400$ mW. Prenons également ENR = 10 V que l'on supposera invariable pour les premiers calculs. Pour être sûr de V_Z et de $r_{d.\ max.}$, prenons le courant recommandé soit $I_Z = 20$ mA. Dans ces conditions $R_Z = V_Z/I_Z$ soit $(ENR-ER)/I_Z$ soit $(10\ V-6{,}2\ V)/20\cdot10^{-3}\ A \simeq 190\ \Omega$. $R_Z \simeq 190\ \Omega$.

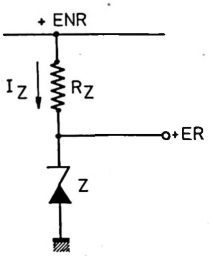


FIG. 18. — *Stabilisation avec diode zener, à vide.*

Supposons maintenant que ENR varie de ± 10 % soit :

$$ENR_{max.} = 11\ V$$

$$ENR_{min.} = 9\ V$$

(la variation totale est de 2 V).

1) ENR = 11 V $\rightarrow$ $R_Z = (11\ V-6{,}2\ V)/(20\cdot10^{-3}\ A) \simeq 240\ \Omega$.

2) ENR = 9 V $\rightarrow$ $R_Z = (9\ V-6{,}2\ V)/(20\cdot10^{-3}\ A) \simeq 140\ \Omega$.

On pourrait alors dire, en première approximation que : $240\ \Omega > R_Z > 140\ \Omega$ mais si ENR est à 9 V on risque de ne pas garantir V_Z et $r_{d.}$ (rappelons que $r_{d.}$ diminue quand augmente I_Z).

Le mieux serait de prendre $R_Z = 140\ \Omega$ mais il faut alors être certain que la dissipation $P_Z < P_{Z\ max.}$. Avec $R_Z \simeq 140\ \Omega$ et $V_Z = 11$ V :

$$I_Z = (ENR-ER)/R_Z \simeq 34\ mA \rightarrow P_Z = V_Z\cdot I_Z = 6{,}2\cdot34\cdot10^{-3} \simeq 0{,}2\ W.$$

On peut considérer que la dissipation maximale de la diode n'est pas atteinte et l'on peut alors dire : $R_Z \simeq 140\ \Omega$. On calcule également la dissipation de la résistance : $P_{RZ} \simeq (ENR-ER)\cdot I_Z \simeq 170$ mW, donc pas de problème de choix de ce côté. Si P_Z avait été plus élevée, on aurait dû choisir un modèle de dissipation maximale supérieure ou augmenter la résistance R_Z au détriment de la stabilisation lorsque ENR est à son minimum.

Raisonnons sur les performances que l'on peut espérer de l'ensemble. Comme $_Z = V_{RZ}/R_Z$ soit $(ENR-ER)/R_Z$, $\Delta I_Z = \Delta V_{RZ}/R_Z$ ce qui est pratiquement équivalent à $\Delta ENR/R_Z$ puisque l'on considère V_Z fixe (du moins très peu variable devant ENR). Donc $\Delta I_Z = \Delta ENR/R_Z$.

$$r_{d.} = \Delta V_Z/\Delta I_Z \rightarrow \Delta V_Z = r_{d.} \cdot \Delta I_Z = r_{d.}(\Delta ENR)/R_Z,$$

dans notre cas on a $\Delta V_Z = 7\ \Omega$ (11 V−9 V)/140 Ω = 14 mV. On peut calculer le facteur de stabilisation qui est $\Delta ENR/\Delta ER$ soit 2 V/0,014 V = 140. On peut alors dire que la diode zener divise par 140 les variations de ENR. On en déduit la stabilisation amont qui est $S_A = 1/F_A$ soit 1/140 $\simeq$ 0,007 $\simeq 7 \cdot 10^{-3}$.

R_Z et la diode zener forment un pont diviseur dont la résistance de sortie au point ER est normalement $(r_{d.} \cdot R_Z)/(r_{d.} + R_Z)$. Si le courant I_Z est important, $r_{d.}$ est petite et si R_Z est beaucoup plus grande, on pourra négliger son effet sur $r_{d.}$. On pourra alors poser $R_S = r_d$. Mais pour que R_Z soit très grande devant r_d avec I_Z élevé, il faut que ENR soit très grande devant ER. On voit que pour obtenir une résistance dynamique faible de la diode zener (c'est-à-dire une bonne stabilisation) on aura avantage à choisir les valeurs de ER et R_Z les plus élevées possible. Cette formule se rapproche d'un générateur de courant (constant) comme nous le verrons plus loin.

Un seul étage de stabilisation, sortie chargée

Le montage est représenté sur la figure 19. Nous garderons les mêmes éléments de base, à savoir : la diode zener BZX46C6V2 et ENR = 10 V, $I_Z \geqslant 20$ mA.

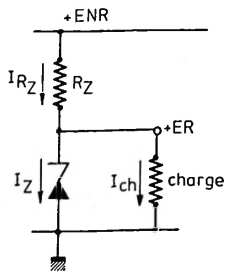


FIG. 19. — *Stabilisation avec diode zener, en charge.*

Contrairement aux calculs précédents, la résistance R_Z devra passer le courant I_Z plus le courant demandé par la charge ($I_{ch.}$), soit $I_{RZ} = I_Z + I_{ch}$. Posons $I_{ch} = 2$ mA et supposons pour l'instant que cette valeur est fixe. Dans ce cas, aucune difficulté pour la détermination de R_Z. En effet, la marche à suivre est la même que précédemment mais on ajoute à I_Z précédent le courant I_{ch}. Supposons également pour ce début de calculs que ENR est fixe. On a alors $R_Z = V_Z/I_Z$ soit :

$$(ENR-ER)/I_{RZ} = (ENR-ER)/I_Z + I_{ch},$$

ce qui donne dans notre cas R_Z = (10 V−6,2 V)/22·10^{-3} $\simeq$ 172 Ω en supposant

bien sûr $I_{ch.}$ et ENR constants. On sait qu'avec $R_Z \simeq 172\ \Omega$, la dissipation de la diode P_Z sera dans les limites acceptables. En effet :

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z = 6{,}2\ V \cdot 20 \cdot 10^{-3}\ A \simeq 124\ mW.$$

En considérant ENR variable comme précédemment de $\pm 10\ \%$ soit :

$$ENR_{max.} = 11\ V,$$
$$ENR_{min.} = 9\ V,$$

la diode zener supportera-t-elle la dissipation correspondante lorsque ENR = 11 V. Pour cela calculons le courant zener.

$$I_{ch.} + I_Z = ENR_{max.} - ER/R_Z \rightarrow I_Z = \frac{(ENR_{max.} - ER)}{R_Z} - I_{ch.} \rightarrow$$

$$I_Z = [(11\ V - 6{,}2\ V)/172\ \Omega] - 2 \cdot 10^{-3}\ A \text{ soit } \simeq 25\ mA.$$

Donc $P_Z = V_Z \cdot I_Z = 6{,}2\ V \cdot 25 \cdot 10^{-3}\ A \simeq 155\ mW$. Ce que notre diode zener peut, à priori, supporter sans problème. Dans le cas où ENR peut varier beaucoup plus et, donc que P_Z risque d'être trop élevée pour la diode considérée, on prendra bien entendu un autre modèle de diode, soit de dissipation supérieure pour une même valeur de R_Z, soit de courant minimal inférieur (courant pour lequel on a donné V_Z et r_d). Certaines diodes acceptent de fonctionner correctement avec un courant zener plus faible (< 20 mA). Dans le cas présent, puisque I_Z a été dépassé, on peut espérer une résistance dynamique plus faible, donc une meilleure stabilisation. Par contre, lorsque ENR se trouve à $-10\ \%$, soit $ENR_{min.} = 9$ V on voit que $I_Z = [(9\ V - 6{,}2\ V)/172\ \Omega] - 2 \cdot 10^{-3}\ A \simeq 16$ mA. Dans ce cas, le courant I_Z étant plus faible, la stabilisation vis-à-vis de ENR sera moins bonne puisque $r_{d.}$ augmente.

La consommation de la charge varie (en plus de ENR). Supposons que $I_{ch.}$ varie entre 0 et 2 mA, avec R_Z toujours égale à 172 Ω. Nous avons calculé P_Z lorsque $I_{ch.} = 2$ mA, $I_{ch.} = 0 \rightarrow I_Z = I_{RZ}$ soit quand ENR est au maximum prévu (c'est-à-dire 11 V), 25 mA + 2 mA. On voit que :

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z = 6{,}2\ V \cdot 27 \cdot 10^{-3}\ A \simeq 170\ mW,$$

ce que la zener choisie supporte allègrement.

On peut donc conclure que lorsque $I_{ch.}$ est très inférieur à I_Z, une variation de ENR et de $I_{ch.}$ ne modifie pas beaucoup la dissipation de la diode zener et la qualité de la régulation.

Deux étages de stabilisation en cascade

Les variations de ENR et de I_{ch} peuvent être trop importantes et/ou l'efficacité de la cellule R_Z et Z trop médiocre pour l'application envisagée. On utilise alors deux (ou plusieurs) étages de stabilisation comme l'indique la figure 20.

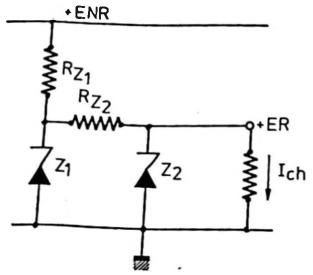


FIG. 20. — *Stabilisateurs shunt en série.*

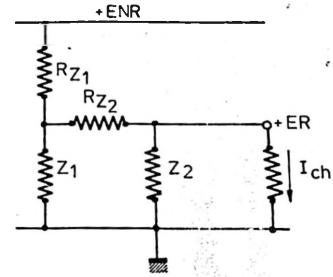


FIG. 21. — *Equivalent résistant du circuit de la figure 20.*

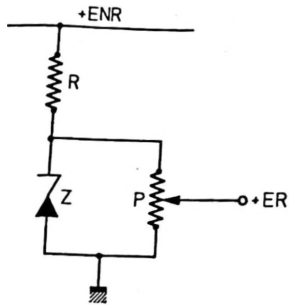


FIG. 22. — *Alimentation à tension de sortie réglable.*

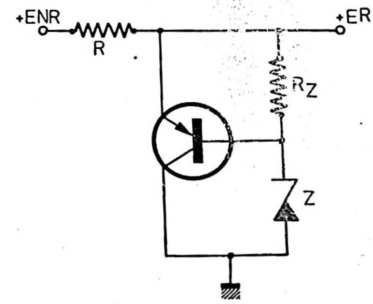


FIG. 23. — *Alimentation shunt avec ballast.*

Il faut avoir présent à l'esprit que plus on ajoute d'étages plus on « isole » :

- la tension d'entrée ENR des variations aval ($\Delta I_{ch.}$).
- la tension de sortie ER des variations amont (ΔENR).

Dans ce cas l'efficacité totale peut être appréciée comme étant le produit de l'efficacité de chaque étage pris séparément. Bien entendu, la condition $V_{Z_1} > V_{Z_2} > V_{Z_x}$ devra être remplie.

Que peut-on dire de ce schéma ? R_{Z_1} devra « passer » le courant de Z_1, de Z_2, de ch., ce qui s'exprime très simplement : $I_{Z_T} = I_{Z_1} + I_{Z_2} + I_{ch.}$ Pour simplifier les calculs nous supposerons ENR et $I_{ch.}$ constants.

Prenons des valeurs : ENR = 20 V ; Z_1 = 10 V ; Z_2 = 5 V ; $I_{ch.}$ = 5 mA ; $I_{Z\ min.}$ = 20 mA. On peut calculer R_{Z_1} et R_{Z_2}.

$$R_{Z_1} = V_{R_{Z_1}}/I_{R_{Z_1}} \text{ soit } [(20\text{ V} - 10\text{ V})/(20\text{ mA} + 20\text{ mA} + 5\text{ mA})] \simeq 222\ \Omega.$$

$$R_{Z_2} = V_{R_{Z_2}}/I_{R_{Z_2}} \text{ soit } [(10\text{ V} - 5\text{ V})/(20\text{ mA} + 5\text{ mA})] \simeq 200\ \Omega.$$

Parfois, pour faciliter la compréhension, on assimile les diodes zener à leur résistance équivalente c'est-à-dire V_Z/I_Z ce qu'exprime la figure 21. On n'oubliera pas de calculer la dissipation de tous les éléments et en particulier de R_{Z_1}.

Dans les calculs réels on tiendra compte, bien sûr, des variations de ENR et de $I_{ch.}$. Egalement et surtout, dans un système à grande efficacité (plusieurs étages), on devra tenir compte du coefficient de température α qui affecte chaque zener. En effet, à quoi servirait-il de construire une alimentation dont la tension de sortie ER ne varie que de quelques millivolts si une variation normale de la température fait varier ER d'une valeur bien supérieure ? On utilisera donc au maximum les compensations en température décrites dans la première partie de cet ouvrage.

De plus, on évitera que I_Z tombe plus bas que la valeur indiquée par le fabricant afin de garder de bonnes performances.

On évitera également, et nous en reparlerons, de choisir pour la ou les diodes zener des points de fonctionnement les conduisant à une dissipation appréciable même si l'on reste loin de $P_{Z\ max.}$, toute la stabilité de l'ensemble en dépend.

Les montages stabilisateurs à diodes zener sont particulièrement avantageux pour l'obtention de « références de tensions », c'est-à-dire de tensions sur lesquelles on ne consomme qu'un courant négligeable devant I_Z. L'essentiel est alors la constance de ER vis-à-vis de ENR.

Pour toutes ces raisons, il peut être utile d'ajuster ER à la valeur précise désirée puisque $ER = V_Z$. On pourra alors utiliser un potentiomètre comme l'indique la figure 22. Attention, dans ce cas, la résistance de sortie augmente à cause du potentiomètre et la tension ER sera moins stable si l'on consomme de façon effective en sortie. Ce montage est, bien entendu, très simple et l'on verra plus loin des solutions plus efficaces.

STABILISATION PARALLÈLE AVEC TRANSISTORS

Comme nous l'avons vu, le montage stabilisateur à diodes zener ne permet pas une grande variation du courant consommé par la charge. Il fait partie des stabilisateurs parallèle (ou shunt).

Dans tout montage parallèle, le régulateur (ou stabilisateur) absorbant le courant que la charge ne consomme pas, dissipe au maximum lorsque la sortie est à vide.

Les diodes zener pouvant avoir un coefficient de température appréciable il est préférable qu'elles chauffent le moins possible. L'utilisation d'un modèle de forte puissance est donc déconseillée, d'autant plus que souvent la résistance dynamique de ces modèles est assez élevée. Il vaut mieux utiliser conjointement un transistor dont le gain en courant augmentera le débit possible en sortie sans trop influencer la diode zener. La figure 23 représente un régulateur de ce type avec transistor de puissance PNP.

Dans un transistor PNP, on peut dire que le courant « entre » par l'émetteur (sens conventionnel du courant), « sort » par le collecteur et par la base.

En termes plus clairs, la base doit être moins positive que l'émetteur et le collecteur encore moins positif que la base (par rapport à l'émetteur).

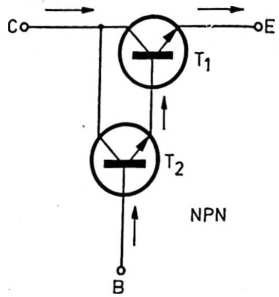


FIG. 24. — *Amplificateur de courant : Darlington avec NPN.*

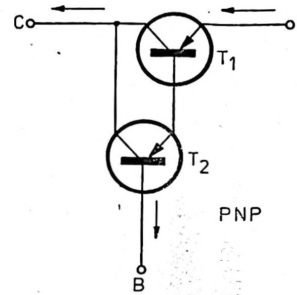


FIG. 25. — *Amplificateur de courant avec PNP.*

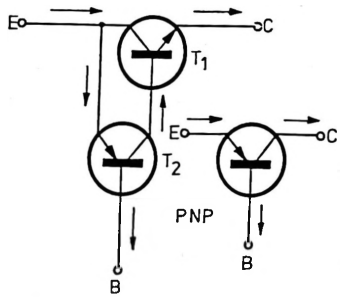


FIG. 26. — *Amplificateur de courant complémentaire équivalent à un PNP à grand gain.*

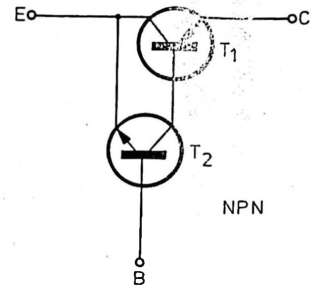


FIG. 27. — *Amplificateur de courant complémentaire équivalent à un NPN à grand gain.*

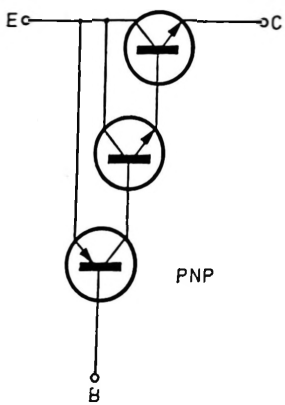


FIG. 28. — *Si le gain en courant est insuffisant on peut ajouter un transistor.*

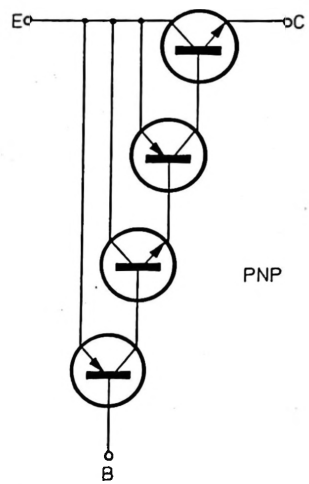


FIG. 29. — *Amplificateur de courant complémentaire : méthode de couplage.*

On voit que ces conditions sont réalisées sur la figure 23. La résistance R joue le même rôle que R_Z dans les montages précédents et l'ensemble est « pratiquement » équivalent à une diode zener de très forte dissipation (en faisant abstraction de α).

Le tout fonctionne de la façon suivante : la zener maintient la base de T_1 à un potentiel voisin de celui de sortie. Dès que son émetteur se trouve légèrement positif par rapport à sa base, T_1 devient conducteur. R limite le courant aval c'est-à-dire, le courant consommé par le stabilisateur shunt et/ou celui que demande la charge. R_Z permet bien entendu l'alimentation correcte de Z.

On constate que les stabilisateurs shunt ne craignent « rien » des courts-circuits en sortie puisqu'alors leur dissipation devient nulle. Il faut évidemment que ENR et R supportent la surintensité correspondante.

On peut avoir besoin d'un courant plus important en sortie ER. Dans ce cas, on utilisera un transistor supplémentaire, l'ensemble étant connecté en « Darlington ».

Avant d'aller plus loin, il convient de détailler ces configurations. Sur la figure 24 on a représenté un Darlington NPN-NPN. On sait que dans un transistor NPN le courant (conventionnel) « entre » par le collecteur, par la base et « sort » par l'émetteur. On voit d'après les flèches représentatives que les sens des courants sont compatibles.

Le transistor T_2 est attaqué sur sa base et commande par son courant d'émetteur la base de T_1, de dissipation maximale supérieure. L'ensemble est donc « équivalent » à un transistor unique dont le gain serait $\beta_t \simeq \beta_1 \cdot \beta_2$. Evidemment, on doit tenir compte des tensions de diffusion des émetteurs ($2 \cdot V_{be}$) qui se retranchent en E de la tension présente en B. Les lettres E, B, C désignent respectivement l'émetteur, la base et le collecteur. Sur la figure 25, on a représenté le même Darlington avec des PNP.

Une petite nouveauté sur la figure 26. On voit que l'on a accouplé T_2 qui est un PNP avec T_1 qui est un NPN de puissance supérieure. Puisque les sens des courants sont différents dans les deux transistors, il semble, normal que la configuration prenne un aspect différent. En raisonnant sur ces courants, on démontre la compatibilité de l'ensemble. C'est alors la base de T_2 qui est attaquée et son collecteur commande la base de T_1. On peut être surpris de voir indiqué E et C, respectivement pour le collecteur et l'émetteur de T_1. En fait, puisque le courant « sort » par la base de l'ensemble, rentre par E et sort par C, l'ensemble est strictement équivalent à un PNP de puissance dont le gain total est le produit des gains de T_1 et T_2. Cette fois la tension de diffusion n'est que d'un V_{be} ($\simeq$ 0,6 V), ce qui présente certains avantages que nous verrons plus loin.

La figure 27 représente la configuration inverse. T_2 est un NPN dont le collecteur commande la base d'un PNP T_1. Dans les alimentations, le montage mixte le plus employé (PNP-NPN) est celui de la figure 26. En effet, de par la technologie, la majorité des transistors de puissance correspond aux NPN alors que les PNP à forte dissipation sont moins courants.

Donc, chaque fois que l'on aura besoin d'un transistor PNP de forte puissance, on utilisera le montage mixte de la figure 26. Si le gain est insuffisant, il peut d'ailleurs devenir le montage de la figure 28. A l'extrême, on voit sur la figure 29 qu'il est relativement aisé d'intercaler un NPN puis un PNP puis un NPN, etc.

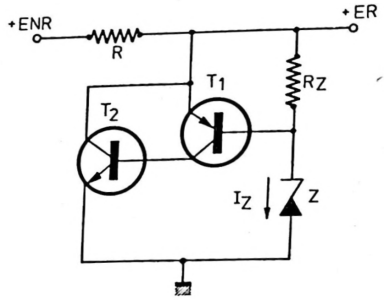


FIG. 30. — *Régulateur shunt à ballast complémentaire.*

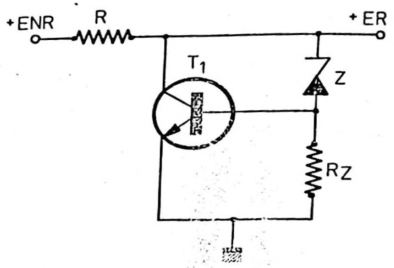


FIG. 31. — *Régulateur shunt à ballast NPN.*

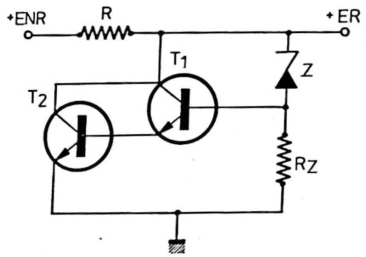


FIG. 32. — *Régulateur shunt à ballast Darlington NPN.*

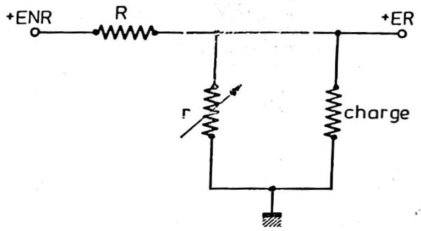


FIG. 33. — *Equivalent résistant à un régulateur shunt.*

Pour en revenir aux stabilisateurs, le montage de la figure 23 peut devenir celui de la figure 30 dans lequel T_1-T_2 est l'équivalent PNP de la figure 23. On pourra débiter beaucoup plus de courant sans pour cela solliciter d'avantage la diode zener. Bien sûr dans ce cas R diminue (à ENR et ER inchangés).

Raisonnons sur ce montage et pour cela donnons quelques valeurs. Supposons ENR = 20 V et ER = 10 V. Comme il faut environ 0,6 V entre base et émetteur de T_1, on trouvera cette valeur aux bornes de R_Z donc $ER = V_{Rz} + V_Z$, $V_Z \simeq 9{,}1$ V (pour prendre une valeur normalisée). Il y aura donc aux bornes de R $\simeq$ 10 V. $R_Z \simeq 0{,}6$ V ($I_Z + I_{b_{T_1}}$), R $\simeq$ 10 V ($I_{e_{T_1}} + I_Z$) au repos. Si la charge consomme du courant, $I_{e_{T_1}}$ diminuera ; mais il ne faut pas que le débit demandé par la charge soit tel que I_Z diminue car alors la stabilisation s'effondre.

La figure 31 représente le montage avec un NPN de puissance seul. Nous raisonnerons sur ce schéma car il est plus facile de parler en tensions positives (transistors NPN).

a) Supposons que la tension de sortie tende à augmenter. Puisque V_Z est fixe, V_{Rz} augmente, donc la base de T_1 devient plus positive et celui-ci conduisant plus fort, fait diminuer la tension de sortie.

b) Supposons que la tension de sortie tende à diminuer. Puisque V_Z est fixe, V_{Rz} diminue, donc la base de T_1 devient moins positive et celui-ci conduisant moins, la tension de sortie remonte.

L'efficacité de l'ensemble, vis-à-vis des variations de la tension d'entrée est comparable à celle d'une diode zener de forte puissance avec l'avantage d'une dissipation zener faible (donc d'une meilleure stabilité de V_Z) et d'une résistance dynamique souvent plus faible.

Bien entendu la configuration Darlington est applicable au montage de la figure 31, qui devient celui de la figure 32.

Dans tous les cas le fonctionnement d'une stabilisation shunt (ou parallèle) se résume par la figure 33. L'élément stabilisateur est bien placé en parallèle sur la sortie et sa résistance équivalente « r » s'ajuste automatiquement pour que ER reste stable.

Le grand inconvénient d'une alimentation de ce type est souvent la dissipation importante qu'aura la résistance R à supporter. Il s'agira le plus souvent de plusieurs dizaines de watts.

STABILISATION SÉRIE

Il peut être gênant de dissiper inutilement de la puissance dans un régulateur au repos, c'est-à-dire lorsque l'on ne lui demande aucun courant. C'est pourquoi on réalise les régulateurs de type « série ».

Ceux-ci dissipent une puissance en rapport direct avec le courant débité vers la charge. Ils ont donc un rendement supérieur aux régulateurs « shunt ». Ces régulateurs « série » ne sont pas automatiquement protégés des courts-circuits.

La figure 34 donne le principe très général d'un régulateur « série ». Entre la source non régulée et la sortie (régulée) est disposé un élément « r » dont la chute de tension à ses bornes s'ajuste automatiquement pour compenser le débit en sortie et les variations de ENR.

Contrairement à la figure 33, l'élément ballast (r) est placé en série avec la sortie.

Examinons le schéma de la figure 35. Une source de tension constante, obtenue aux bornes de la diode zener, alimente la base du transistor T_1, monté en collecteur commun. En effet, son collecteur est relié au + ENR et l'on recueille la tension de sortie, ER, à basse « impédance » sur la résistance d'émetteur qui n'est autre que la charge elle-même. Les sens des courants démontrent la compatibilité de l'ensemble.

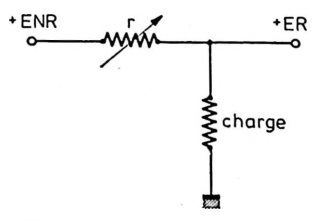


FIG. 34. — *Equivalent résistant à un régulateur série.*

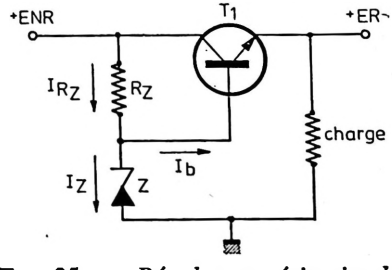


FIG. 35. — *Régulateur série simple.*

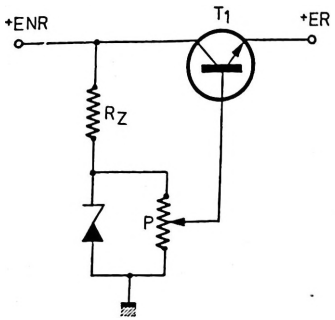


FIG. 36. — *Régulateur série à ballast Darlington NPN.*

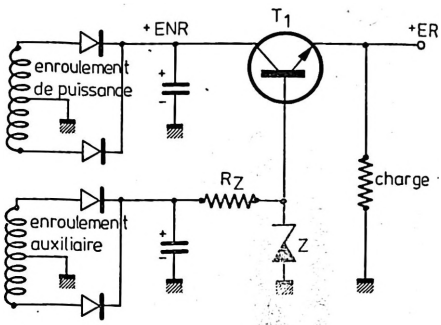


FIG. 37. — *Régulateur série avec source auxiliaire.*

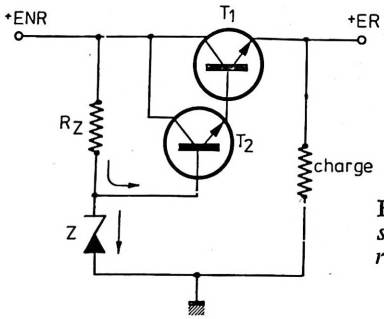


FIG. 38. — *Alimentation série simple réglage.*

Nous insistons sur le fait que ce régulateur se doit d'avoir constamment un minimum de charge afin de polariser l'émetteur de T_1. Dans le cas contraire, on trouverait à vide une tension assez supérieure à celle correspondant à un faible débit, défaut que l'on attribuerait, à tort, au stabilisateur lui-même. T_1 fournit donc un gain en courant et l'on pourra débiter en sortie β fois le courant que la zener seule aurait pu fournir (attention β, ou gain en courant du transistor, n'est valable que pour un éventail du courant collecteur ; il s'effondre souvent à très faible et à très fort courant de collecteur).

Quelles tensions choisir pour la tension d'entrée ENR et pour la tension zener ? Premièrement, la tension de sortie ER sera inférieure à la tension zener de la chute de tension de la « diode » base-émetteur du transistor, soit $\simeq$ 0,6 à 0,8 V pour du silicium. Deuxièmement, on ne peut choisir la tension zener égale à la tension non régulée ENR car il nous faut une réserve de tension disponible aux bornes du transistor.

Lorsque la tension de sortie tend à baisser quand on débite par la charge, la résistance émetteur-collecteur de T_1 diminue, restituant ainsi en sortie ce qui tendait à manquer.

Le transistor est donc utilisé comme une résistance variable commandée par la différence entre la tension V_Z dite de référence et la tension de sortie ER.

Le transistor régulateur ou ballast devra dissiper une puissance :

$$P_{T_1} \simeq (ENR - ER) I_{ch}.$$

En effet la puissance dissipée dans le transistor est la puissance de la jonction collecteur-base (P_c) qui est bien supérieure à la puissance de l'autre jonction qui n'a que $\simeq$ 0,6 V à ses bornes. En fait $P_c = V_{bc} \cdot I_c$. Il est plus pratique et très valable d'employer la première relation et c'est pourquoi on la rencontre dans tous les textes traitant des alimentations stabilisées.

On peut très facilement obtenir une tension variable de sortie, de zéro à la tension zener (à $\simeq$ 0,6 V près) avec le montage de la figure 36. Le potentiomètre P doit avoir une résistance suffisamment élevée, afin de ne pas perturber la diode zener, et pas trop afin de pouvoir fournir, sous une « impédance » raisonnable, le courant de base de T_1.

On pourrait utiliser, et cela se fait, une source de référence séparée, donnée par un autre enroulement de transformateur ou mieux un autre transformateur, ce qui augmentera encore l'indépendance de V_Z vis-à-vis de la charge. La figure 37 illustre ce principe. On possède alors un gros avantage en ce qui concerne le ronflement en sortie. En effet, avec les précédents montages, la référence était alimentée directement par ENR. Lorsque ER débitait, ENR débitait et la tension de ronflement (ondulation) présente alors sur ENR se retrouvait, un peu divisée par la zener, en ER. Avec une source séparée pour la référence, le courant demandé à la source auxiliaire étant faible, le filtrage est plus facile et le ronflement est alors inférieur. On trouvera alors une meilleure régulation en sortie et moins d'ondulation.

Comme pour les montages précédents, si le gain en courant du ballast est trop faible, on risque de trop solliciter la diode zener et rendre ainsi peu stable la tension de référence, donc la tension de sortie. On utilisera donc la configuration « Darlington » ou mixte comme sur la figure 38. Dans ce montage, on devra avoir présent à l'esprit que $ER = V_Z - (V_{be_{T_1}} + V_{be_{T_2}})$. La charge toujours indispensable devra consommer quelques dizaines de milliampères pour polariser les deux transistors.

Il est intéressant d'avoir une idée de la dissipation des transistors. Pour T_1, celui-ci ayant à ses bornes la chute de tension ENR − ER, et ENR en totalité si la sortie est mise en court-circuit, devra supporter $P_{T_1} \simeq (ENR - ER)/I_{ch}$ (I_{ch} est le courant maximal que l'on fera débiter à l'alimentation sous ENR − ER). Pour T_2, celui-ci ayant à ses bornes la chute de tension $ENR - (ER + V_{be_{T_1}})$ soit $\simeq$ ENR − ER puisque V_{be} est très faible ($\simeq$ 0,6 V).

$$P_{T_2} \simeq (ENR - ER) \cdot I_{b_{T_1}} \simeq (ENR - ER) \cdot (I_{ch}/\beta).$$

On voit qu'il s'agira le plus souvent d'un modèle de petite puissance.

En cas de court-circuit de la sortie, T_1 et T_2 devront être capables de supporter ENR en totalité entre émetteur et collecteur, même si l'ensemble est muni d'un dispositif de protection. Sans ce système, en cas de court-circuit T_1 et T_2 seraient immédiatement détruits, sauf s'ils sont capables de supporter simulta-

nément ENR et le courant de court-circuit que peut fournir la source non régulée. La plupart du temps, le ballast ne peut envisager une telle dissipation.

Il a été réalisé le montage de la figure 38 afin de se donner une idée des performances que l'on peut espérer. On a utilisé, comme pour la plupart des applications qui suivront un classique transformateur donnant environ 24 V efficaces au secondaire, lorsque celui-ci est à vide. Pour donner un aperçu de ses performances nous avons fait débiter ENR réalisée comme sur la figure 39. Les résultats sont les suivants :

à vide $\simeq$ 35 V.
à 1 A $\simeq$ 30 V.
à 1,3 A $\simeq$ 29 V.
à 2,5 A $\simeq$ 25 V.

soit une résistance interne de l'ensemble transformateur et redressement, comprise entre 4 et 5 Ω.

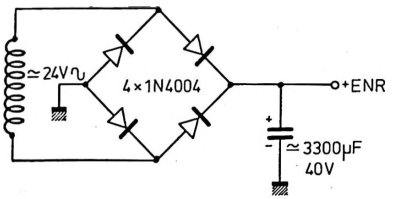


FIG. 39. — *Source non régulée ENR.*

Ce sera une valeur maximale et on aura avantage à utiliser un transformateur plus conséquent.

Comme il faut un minimum de quelques volts aux bornes du ballast pour que son action soit efficace, on voit qu'avec le transformateur choisi, il est difficile d'obtenir une tension stabilisée ER qui soit supérieure à 25 V, pour garder une bonne régulation. Une bonne règle, qui n'est qu'empirique mais se révèle efficace est de considérer que l'on pourra obtenir ER bien régulée par la même valeur efficace de la tension alternative à la sortie du transformateur. Par exemple dans notre cas, ayant $\simeq$ 24 V ∿ nous pourrons obtenir ER $\simeq$ 24 V avec de bonnes performances.

On a utilisé une zener dont $V_{Z\ nom.} = 9{,}1$ V que nous avions en stock ($P_{Z\ max.} = 400$ mW) et nous verrons, lors des mesures, les influences de sa valeur sur la tension de sortie. Enfin les transistors seront, dans la mesure du possible, toujours les mêmes et de modèles très courants.

La charge minimale a été réalisée par une résistance $R_{ch.}$ dont la valeur a été déterminée expérimentalement, de façon que ER varie très peu entre le moment où la sortie est « à vide » et celui où elle est « en charge » (la charge étant en fait la résistance équivalente U/I du circuit qui nécessite d'être alimenté par notre stabilisateur). Nous avons déterminé $\simeq 4{,}7\ k\Omega > R_{ch} > 2{,}2\ k\Omega$.

En ce qui concerne le gain des transistors à utiliser, les fabricants indiquent un $\beta_{min.}$ de 20 à 4 A collecteur, pour T_1 qui est un 2N3055 bien connu. Pour T_2 qui est un 2N1613, $\beta \geqslant 40$ pour 150 mA de courant collecteur. L'expérience montre qu'il est plus sérieux de baser ses calculs sur ces valeurs minimales, en particulier pour T_1.

Si l'on veut débiter 2 A en sortie ER, le courant maximal de base de T_1 sera donc :

$$I_{b_{T_1}\ max.} = 100\ mA \text{ et celui de } T:$$

$$I_{b_{T_2}\ max.} = 100\ mA/40 = 2{,}5\ mA.$$

Dans la pratique, ces courants peuvent être plusieurs fois inférieurs, car la valeur donnée pour le β est une valeur minimale et l'on trouve dans un lot de transistors (au silicium) de même numérotation des différences très importantes entre les gains. On peut d'ailleurs mettre en œuvre pour T_2 des modèles ayant un gain plus élevé comme par exemple le 2N2219A ou le 2N1711, les performances de l'ensemble n'en seront que meilleures.

La dissipation de T_1 sera au maximum de :

$$(\simeq 25\ V - \simeq 9{,}1\ V) \cdot 2\ A \simeq 32\ W,$$

ce qui demande un radiateur assez efficace comme nous le verrons plus loin (25 V est la valeur que prend ENR lors d'un gros débit). T_2 dissipera moins de : $(\simeq 25\ V - \simeq 9{,}1\ V) \cdot \simeq 100\ mA \simeq 1{,}6\ W$. Il demandera donc une ailette de refroidissement à haute performance.

Puisque la base de T_2 peut consommer jusqu'à 2,5 mA sur la référence, il importe que le courant dans celle-ci soit très largement supérieur à cette valeur si l'on veut voir la tension V_Z rester stable.

D'autre part, il faut rester loin de $P_{Z\ max.}$. Nous avons opté pour un courant zener de 20 mA. On en déduit donc que R_Z devra passer 22,5 mA au maximum. Sa valeur minimale sera donc $R_Z \geqslant (35\ V - 9{,}1\ V)/22{,}5\ mA$ soit $\simeq 1\ k\Omega$.

Dans « la pratique » on pourra facilement doubler R_Z car le gain de $T_1 - T_2$ est souvent supérieur (en particulier pour T_2) et puis on doit considérer une élévation possible de ENR. Les mesures ont donné avec $R_Z = 2{,}2\ k\Omega$: $I_{b_{T_2}} \simeq 800\ \mu A$ avec 2 A débités en ER.

— ER $\simeq$ 8 V (rappel : chutes de tension émetteur base des transistors).

— chute de tension en charge (2 A) : 400 mV.

— ronflement (dans les mêmes conditions de charge)

$\simeq$ 50 mV entre 1 000 µF sur la sortie ER.

A titre indicatif, nous donnons le gain minimal en fonction du courant collecteur (ou émetteur), la tension maximale collecteur-émetteur et la dissipation possible avec un radiateur de grandes performances, pour quelques transistors de types très courants.

Polarité	Type	$\beta_{min.}$	Courant collecteur correspondant (mA)	$V_{ceo\ max.}$ (V)	$P_{c\ max.}$ (Voir problèmes thermiques) (W)
NPN	2N1613	40	150	50	3
NPN	2N1711	100	150	50	3
NPN	2N2218	40	150	30	3
NPN	2N2219	100	150	30	3
NPN	2N2219A	100	150	50	3
NPN	2N2222	100	150	30	1,8
NPN	2N3055	20	4 000	60	115
PNP	2N2904	40	150	40	3
PNP	2N2905	100	150	40	3
PNP	2N2907	100	150	40	1,8

Utilisation d'un amplificateur d'erreur

Nous avons dit que le ballast était commandé par la différence entre la tension de référence et la tension de sortie. La figure 40 illustre ce principe. Le triangle représente l'amplificateur en question (amplificateur d'erreur). En fait dans les régulateurs « série » vus précédemment, celui-ci n'existait pas et c'était l'ensemble résistance R_Z plus la diode zener qui en jouait le rôle.

L'utilisation d'un amplificateur améliore considérablement les performances quant à la stabilisation. Pour la réalisation de celui-ci on utilisera bien entendu un transistor. La tension zener sera appliquée sur une électrode de référence du transistor, tandis qu'une fraction de la tension de sortie, variable, sera appliquée à une électrode de commande du transistor. L'ensemble a été schématisé sur la figure 41. Le transistor est alimenté par +REF (fixe) sur son émetteur et une fraction réglable de la tension de sortie (et variable) est appliquée sur sa base. En première approximation on peut dire que plus on augmente kER plus tend à augmenter la tension base-émetteur du transistor. En fait cette tension ne peut dépasser $\simeq$ 0,8 V ; il s'ensuit une augmentation du courant collecteur.

Examinons le schéma de la figure 42 très classique. Le transistor T_2 semble être commandé par T_1. Si on examine le sens des courants correspondant aux polarités des transistors on voit que l'ensemble est incompatible. En effet, le courant entre par le collecteur de T_1 et doit entrer également par la base de T_2.

Le courant collecteur du transistor amplificateur d'erreur ne commande pas directement le courant base du ballast, mais grâce à la résistance R. En effet R fournit un courant de polarité correcte à la base du ballast T_2 de telle façon que celui-ci conduise parfaitement. T_1, lui suivant sa commande de base tend à abaisser la polarisation ainsi établie, diminuant au besoin la conduction de T_2.

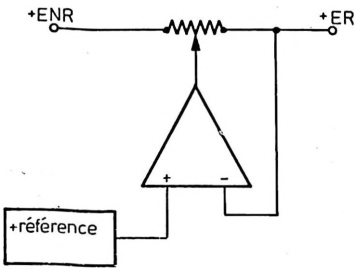


FIG. 40. — *Synoptique d'un régulateur série avec amplificateur d'erreur.*

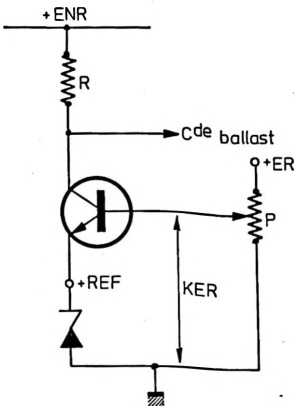


FIG. 41. — *Principe de réalisation d'un régulateur à amplificateur d'erreur.*

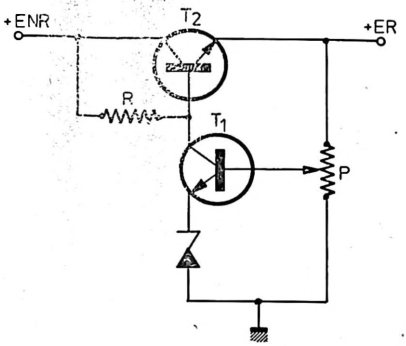


FIG. 42. — *Régulateur avec amplificateur d'erreur.*

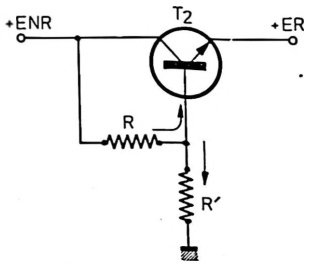


FIG. 43. — *Equivalent résistant du circuit de la figure 42.*

Pour mieux comprendre, examinons le schéma de la figure 43. On voit que le ballast est commandé sur sa base par deux courants. R lui fournit un courant tel qu'il conduise alors que R′, équivalence de l'amplificateur d'erreur de la figure 42, fournit un contre-courant qui dépend directement de ΔER. Si l'on reprend le montage de la figure 42, on peut dire que le courant fournit par R se partage entre la base du ballast et le collecteur de l'amplificateur d'erreur T_1.

On peut donc dire que T_1 compare constamment la fraction de ER présente sur sa base et la tension zener, très inférieure à ER.

Supposons une diminution de la tension de sortie (à cause d'une consommation élevée en sortie, par exemple). La tension sur la base de T_1 étant une fraction de ER diminuera dans les mêmes proportions. Elle sera donc moins positive par rapport à la masse, et surtout par rapport à son émetteur. Le courant collecteur émetteur diminue (sur la figure 43 le courant fourni par R′ diminue) donc la base du ballast T_2 devient plus positive (par rapport à son émetteur), ce qui fait diminuer la résistance apparente émetteur collecteur du ballast et rehausse la tension de sortie.

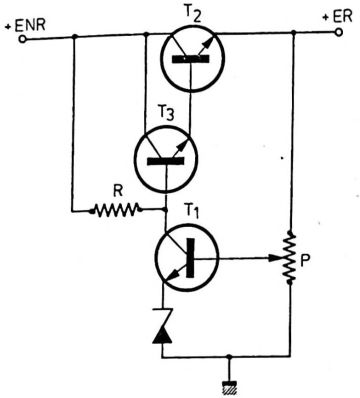


FIG. 44. — *Régulateur complet avec amplificateur d'erreur.*

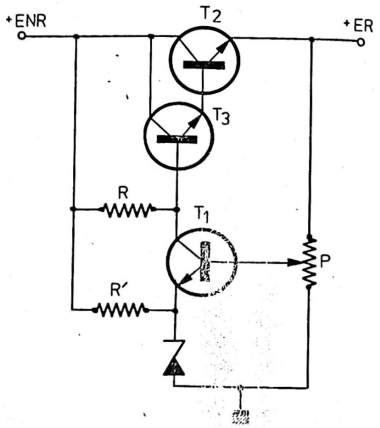


FIG. 45. — *Une résistance supplémentaire R' permet un courant suffisant dans la diode zener.*

La figure 44 représente ce régulateur équipé d'un Darlington, ensemble qui devra nous donner par exemple 14 V - 2 A.

Dans ces montages la valeur intrinsèque de la tension zener n'est pas critique mais doit être nettement inférieure à ER. Nous avons utilisé la même diode que précédemment à savoir : $V_{Z\,nom.} = 9{,}1$ V, 400 mW. Nous avons choisi $I_Z = 19$ mA, pour tenir compte d'une résistance dynamique faible et de la dissipation maximale. Sur la figure 44, T_1 devra fournir le courant total de la zener, ce qui lui est très aisé en première approximation. Si l'on considère la base de T_3 à 15 V, on peut dire que la tension aux bornes de R est 35 V − 15 V = 20 V à vide (la même source ENR a été utilisée) R doit passer I_c de $T_1 + I_b$ de T_3 soit 19 mA + 2,5 mA (voir exemple précédent) = 21,5 mA. Sa valeur sera : U/I = 20 V/21,5 mA soit environ 1 kΩ. Elle devra dissiper P = U × I = 20 V × 21,5 mA soit environ 400 mW. On pourra choisir un modèle de 1 W si l'on est scrupuleux. Le gain de T_1 (encore un 2N1613) étant au minimum de 40, son courant base sera toujours inférieur à 19 mA/40 soit environ 500 µA. Grâce au potentiomètre P, en sortie, on consomme toujours quelques milliampères sur T_2 qui voit ainsi toujours son émetteur et celui de T_3 polarisés.

Afin d'être certain de ne pas perturber le pont diviseur en sortie, il faut que le courant dans P soit très supérieur au courant base de T_1 (100 fois est une valeur qui nous l'assure). Prenons donc 50 mA. Cela représente une dissipation dans P de 14 V (ER) × 50 mA, soit 700 mW et P = ER/50 mA = 14 V/50 mA soit environ 300 Ω. P pourra être un potentiomètre bobiné d'environ 300 Ω, 1 W.

Mais la dissipation de celui-ci peut sembler abusive car la stabilité du pont, donc de ER, dépend de la température. Le coefficient de P n'est pas nul, en particulier si nous utilisons une résistance « talon » de chaque côté du potentiomètre. Les coefficients de température des résistances et de P pouvant être

différents, on peut observer une dérive de ER si l'ensemble chauffe. De plus, comme nous le verrons plus loin si T_1 chauffe, la tension de sortie ER évolue dans des proportions appréciables et il est préférable qu'il dissipe le moins possible. En effet, lorsque son collecteur est à $\simeq$ 15 V et qu'en même temps son courant collecteur est de $\simeq$ 20 mA sa dissipation peut atteindre 300 mW ce qui n'est pas négligeable.

Observons le montage de la figure 45. On voit qu'une résistance R′ a été ajoutée. Augmentons R, ceci va nous permettre un courant collecteur de T_1 nettement plus faible. On va pouvoir utiliser un potentiomètre de valeur plus élevée, 1 kΩ par exemple, ce qui va diminuer les problèmes cités plus haut puisque la dissipation de T_1 va être réduite. Le complément de courant par la diode zener va être fourni par R′ afin que I_Z soit toujours $\simeq$ 19 mA. Comme le courant collecteur de T_1 dépend de son courant base, celui-ci dépendant à son tour de la tension présente au curseur du potentiomètre, si l'on veut une tension de sortie réglable sur une grande plage, on risque alors de voir I_Z varier dans de trop grandes proportions. Dans ce cas on devra utiliser R′ d'office. Ainsi le courant zener dépendra très peu du courant dans T_1. A cet effet, on a choisi R pour fournir un courant $I_{b_{T_3}}$ + 2 mA environ pour le collecteur de T_1. Tout le complément sera donné par R′ soit 19 mA − 2 mA = 17 mA. Cela donnera pour celle-ci : R′ = $V_{R'}/I_{R'}$ soit (35 V − 9,1 V)/17 mA, c'est-à-dire environ 1,5 kΩ. Pour R : $V_R/(I_{b_{T_3}} + 2\text{ mA})$ soit $\simeq$ 20 V/$\simeq$ 4,5 mA environ 4,5 kΩ. Ainsi la stabilisation dépendra très peu de la tension de sortie. Avec : R = 4,7 kΩ ; R′ = 1,5 kΩ ; $V_{Z\,nom.}$ = 9,1 V on a relevé les performances suivantes pour différentes valeurs de la tension de sortie.

ER	Chute ER	débit ER
10,5 V	100 mV	2 A
11 V	100 mV	2 A
12 V	100 mV	2 A
14 V	100 mV	2 A
18 V	100 mV	2 A
20 V	100 mV	2 A
25 V	500 mV	2 A
30 V	4 V	1,3 A

On a relevé une chute de 3 mA dans la diode zener, en charge, alors qu'elle était de 10 mA quand le montage ne possédait pas R′ (fig. 44). On constate qu'on ne peut descendre en dessous de 10,5 V à cause de la valeur de la référence plus les diverses chutes de tensions dans les transistors. La tension maximale utilisable est déterminée par ENR de façon que l'on ait toujours une chute de tension suffisante sur le ballast.

En examinant le schéma de la figure 46, on constate que la résistance R′ est alimentée à partir de la sortie régulée. Ceci a l'avantage de fournir une tension de référence, sur l'émetteur de T_1, qui soit exempte de résiduelle alternative (ronflement). En effet le ronflement est beaucoup plus faible en sortie ER qu'en entrée ENR du régulateur. Bien entendu la valeur de R′ aura diminué puisque ER < ENR.

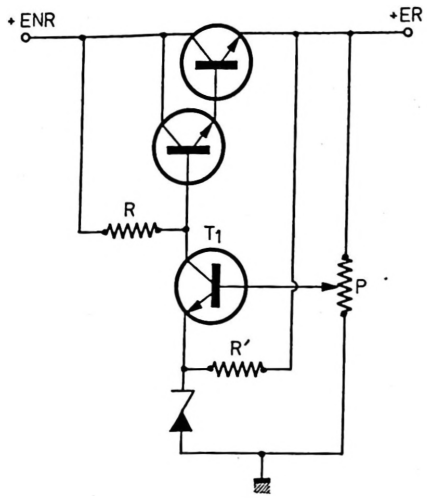


FIG. 46. — *On peut alimenter la diode zener par ER en complément du courant émetteur de T_1.*

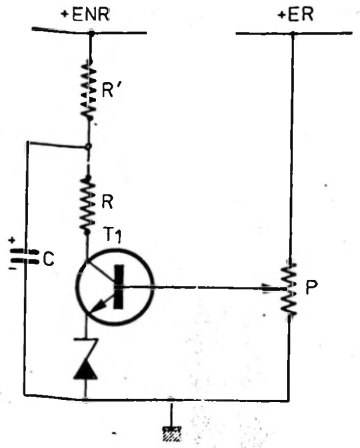


FIG. 47. — *Amélioration du filtrage.*

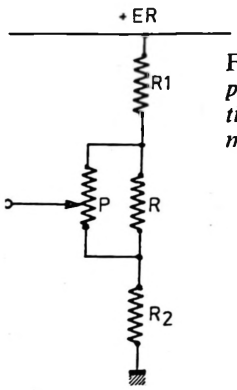


FIG. 48. — *Montage permettant l'utilisation d'un potentiomètre de faible dissipation.*

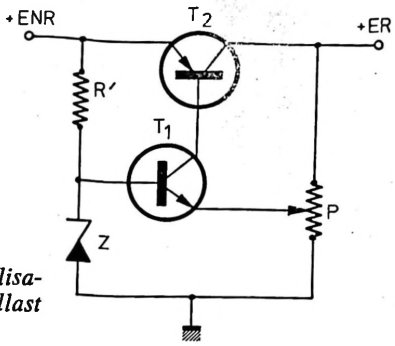


FIG. 49. — *Utilisation d'un ballast PNP.*

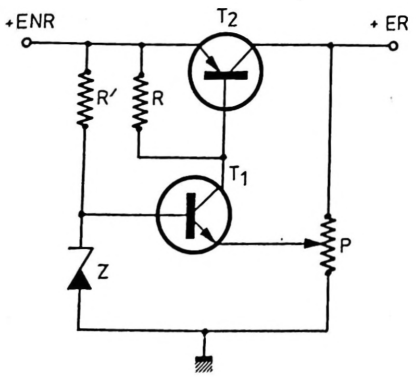


FIG. 50. — *Dans le montage de la figure 49, T, travaillant avec un courant collecteur très faible, R donne un courant suffisant.*

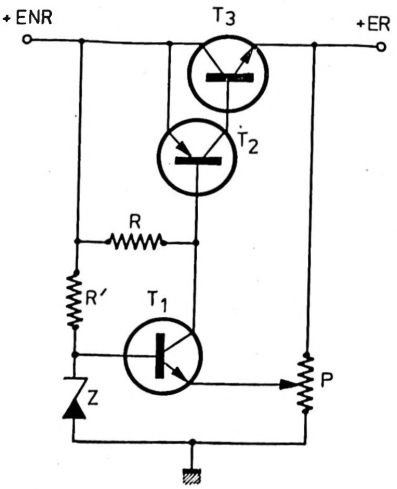


FIG. 51. — *Même montage que précédemment avec amplificateur de courant complémentaire.*

Mais attention dans ce cas il ne faut plus que le courant théorique dans R' soit très supérieur à celui amené par T_1 à la diode zener.

En effet à la mise en route, T_2 ne conduit pas tant que la diode zener ne conduit pas. Celle-ci n'est alors alimentée que par T_1. Si celui-ci ne fournit pas assez de courant, l'alimentation risque de ne pas « démarrer ». On s'arrangera donc dans le cas de la figure 46 à ce que R passe un courant suffisant.

On peut, afin de réduire la composante alternative diviser la résistance R en deux et mettre en place un condensateur de filtrage supplémentaire « C ». On peut aussi alimenter le collecteur de T_1 par une source auxiliaire comme nous le verrons par la suite. On peut mettre en place un condensateur en parallèle sur la diode zener pour la même raison.

Sachant qu'il faut débiter un courant suffisant dans le pont qui définit la tension ER, il se peut que le potentiomètre utilisé ait trop à dissiper (potentiomètres de précision). On utilisera avantageusement le circuit modifié de la figure 48. On reconnaît R_1 et R_2 qui sont les résistances « talon » permettant de limiter la tension de sortie à $ER_{min.}$ et $ER_{max.}$. On choisit P de telle façon que presque tout le courant du pont passe par R, très inférieure à la résistance totale (de P).

On peut utiliser un ballast PNP, mais alors son courant de commande devra être de polarité inverse. Dans ce cas, on est obligé d'inverser T_2 afin que les courants soient compatibles. En effet, on peut dire que le courant entre par l'émetteur d'un PNP. Dans ces conditions il faut aussi inverser T_1 comme l'indique la figure 49. En effet, supposons que ER diminue, la tension d'émetteur de T_1 diminue (cela serait identique si sa tension base montait) donc son courant collecteur augmente, fournissant directement à T_2 son courant base et rehaussant ainsi la tension de sortie ER. Si T_1 était resté comme dans les figures précédentes, on aurait régulé à l'envers.

On voit alors que T_2 n'est plus monté en collecteur commun. En effet c'est son émetteur qui est commun au parcours des signaux. Ce transistor étant commandé par sa base et fournissant sa sortie en son collecteur. Mais ce montage ne change strictement rien à l'ensemble. En effet, quand un transistor est attaqué en courant (c'est-à-dire par une source de grande résistance interne), on peut considérer qu'il n'y a pas de différence entre un montage collecteur commun et émetteur commun.

En première approximation la résistance R a été supprimée puisque grâce à la compatibilité des courants, le transistor T_1 commande directement la base de T_2. Dans certains cas, il peut apparaître comme un inconvénient de supprimer R. En effet T_1 travaille avec, comme courant collecteur, le courant base de T_2.

Pour certains transistors cela équivaut à voir leur gain s'effondrer si le courant base du ballast (T_2) est très faible. Comme l'indique la figure 50, on est obligé la plupart du temps d'ajouter R. Celle-ci fournit en permanence, quel que soit le courant base du ballast, un courant suffisant pour le collecteur de T_1. Comme on le verra par la suite R peut alors avoir une certaine influence dans le comportement thermique du ballast. Sur la figure 51, on a utilisé un amplificateur de courant composé de T_2 et de T_3, montage maintenant bien connu. Dans ce cas R est presque toujours indispensable à moins que le courant base de T_2 soit suffisant, même à vide, ce qui impose que le débit en sortie soit toujours élevé.

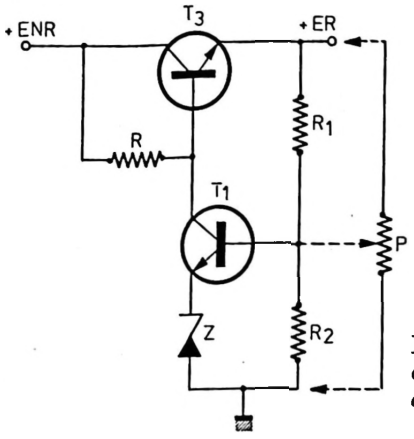


FIG. 52. — *On peut remplacer le potentiomètre P par deux résistances de précision R_1 et R_2.*

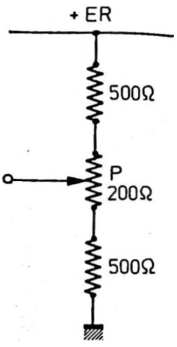


FIG. 53. — *On peut s'affranchir des résistances de précision en utilisant un potentiomètre de plus faible valeur que dans les figures précédentes.*

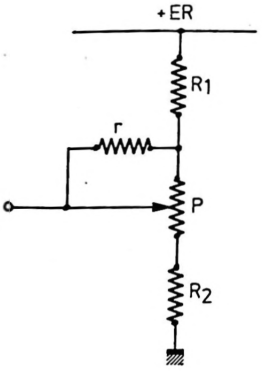


FIG. 54. — *La résistance r évite que ER devienne très élevée en cas de contact douteux du curseur avec la piste de P.*

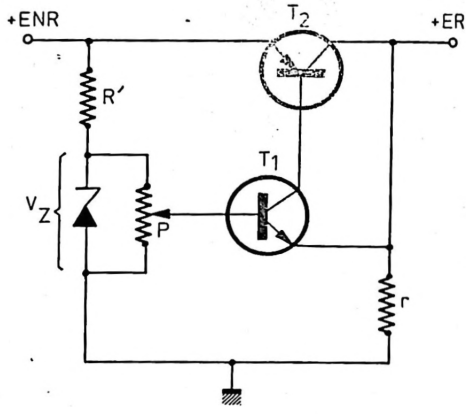


FIG. 55. — *On peut régler la tension base-masse au lieu de régler la tension émetteur-masse, on pourra alors obtenir ER $< V_Z$.*

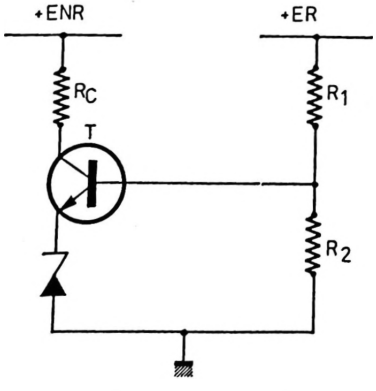


FIG. 56. — *Pour rappel, rôle et polarisation normale de l'amplificateur d'erreur.*

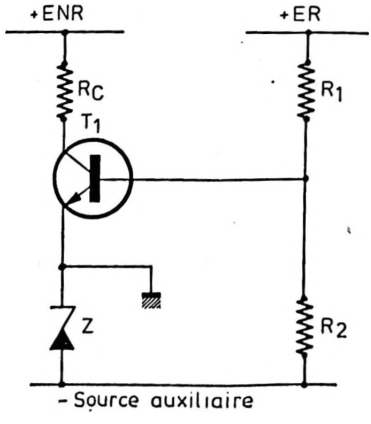


FIG. 57. — *La polarisation n'est pas différente pour T_1, mais la tension de sortie peut maintenant être plus faible que V_Z.*

Nous ne décrivons que des régulateurs de la ligne positive d'alimentation car la plupart des charges imposent le moins à la masse, mais le principe reste le même si on doit réaliser des régulations de la ligne négative, il suffit alors d'inverser les polarités de tous les éléments.

On peut, dans tous les schémas précédents, remplacer le potentiomètre P par un pont de polarisation fixe. On aura alors sur la figure 52 :

$$ER \simeq [(R_2 + R_1)/R_2] \times V_Z.$$

On devra utiliser des résistances de précision ou garder P et prendre des résistances talon de valeur importante telles que $P > (R_1 + R_2)/4$ comme l'indique la figure 53. Les valeurs indiquées n'ont qu'une valeur relative et approximative afin de donner un ordre d'idée de la résistance que doit avoir P par rapport à R_1 et R_2 pour ajuster ER à la valeur calculée. Dans ce cas les résistances talon seront des modèles à tolérance courante.

Au sujet du potentiomètre il convient de dire quelques mots. Il est nécessaire de soigner la qualité de celui-ci. En effet, si le curseur venait à « perdre » contact avec la piste, on pourrait pratiquement trouver ENR en totalité sur la sortie ER. On peut modérément pallier cet inconvénient en plaçant une résistance « r » comme l'indique la figure 54, telle que lorsque le curseur n'est pas relié, la tension de sortie reste dans des limites non dangereuses pour la charge.

En figure 55 on a représenté une variante du montage de la figure 50. L'avantage est que l'on peut ajuster la tension de sortie de presque zéro à presque V_Z. La résistance « r » est nécessaire pour consommer en permanence un courant suffisant en sortie, ceci pour des motifs thermiques que nous évoquerons plus loin.

Une autre méthode permet une tension de sortie variable depuis zéro volt avec un amplificateur d'erreur tel que nous l'avons représenté jusqu'à maintenant. Pour cela, comparons les figures 56 et 57. Sur la première, on a représenté simplifié l'amplificateur d'erreur que nous connaissons bien. L'émetteur du transistor est polarisé à la tension zener par rapport à la masse. La base est polarisée de telle façon qu'il y ait toujours une tension suffisante entre base et émetteur pour que cette jonction puisse conduire. Le fait que l'émetteur du transistor soit à un potentiel V_Z par rapport à la masse nous est indifférent pour le transistor lui-même. Ce qui compte, c'est le potentiel qu'a l'émetteur par rapport à la base (base toujours positive par rapport à l'émetteur pour un transistor NPN). Le montage de la figure 57 diffère du précédent par la mise à la masse (potentiel de référence pour les tensions) de l'émetteur du transistor. On peut affirmer qu'il n'y a alors rien de changé pour la polarisation du transistor. On a représenté sur la figure 58 le montage régulateur de tension basé sur ce principe. Sur les autres montages du même type, la tension de sortie ne pouvait descendre en dessous de la tension de l'émetteur du transistor T_1 qui en l'occurrence était la tension de référence, fournie par la diode zener. Rappelons que cette référence est nécessaire pour que le potentiel de l'émetteur reste fixe par rapport à la base. Dans ce nouveau montage, l'émetteur étant au potentiel de la masse, on pourra sortir en ER « pratiquement » le potentiel de celle-ci soit zéro volt. La tension zener est peu critique et peut être de quelques volts.

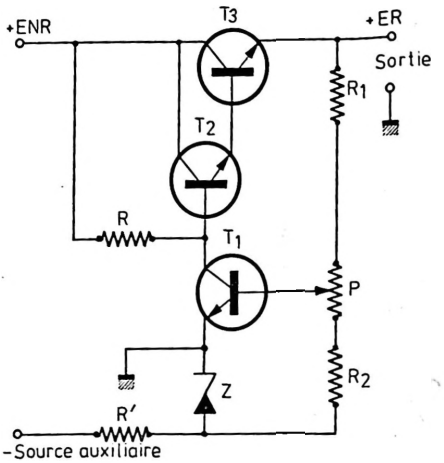


FIG. 58. — *Schéma complet d'un régulateur à amplificateur d'erreur à tension de sortie réglable depuis zéro.*

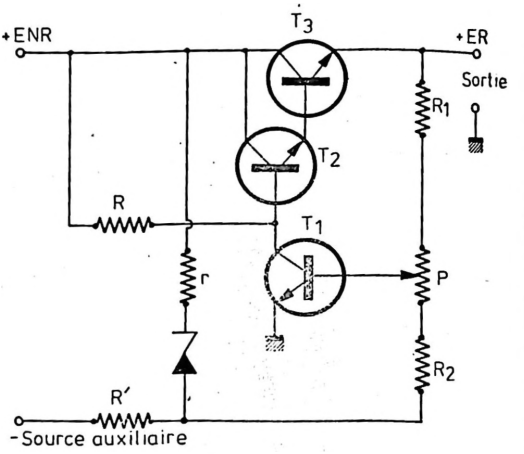


FIG. 59. — *En modifiant par r la polarisation de la diode zener on gagne en stabilité de ER.*

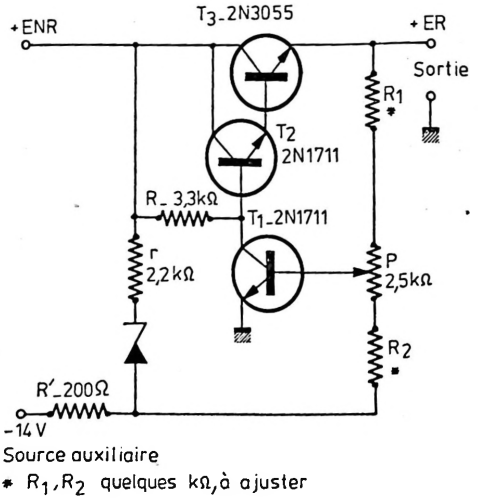


FIG. 60. — *Exemple de réalisation pratique du montage de la figure 59.*

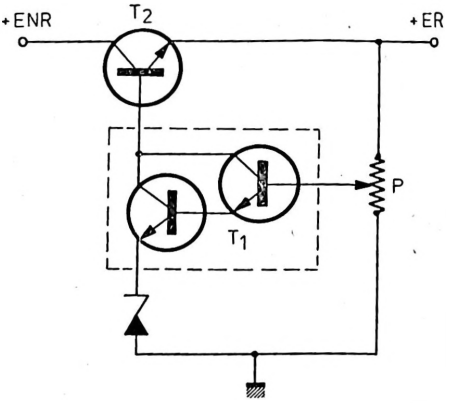


FIG. 61. — *En utilisant un Darlington pour T_1 on consomme moins au curseur P, celui-ci peut alors avoir une valeur plus importante.*

Dans ce montage, il est nécessaire de disposer d'un enroulement supplémentaire du transformateur. La tension redressée et filtrée doit simplement être supérieure à la tension zener et les différents éléments portent le même nom et ont la même fonction que dans les montages précédents sans source auxiliaire. En particulier R′ alimente la diode zener. Bien sûr toutes choses égales $R_1 + R_2 + P$

devront avoir une résistance équivalente supérieure puisqu'ils « supportent » une tension plus élevée. R_2 limite la tension de sortie ER vers le maximum et R_1 vers le minimum désiré, dans le cas où l'on ne voudrait pas partir de $\simeq$ 0 V (de toute façon il faut tenir compte des chutes de tensions dans les transistors du Darlington). En reliant la cathode de la diode zener par une résistance au + ENR plutôt qu'à la masse on obtient une meilleure stabilisation car on alimente la diode par une résistance « importante » à partir d'une tension plus élevée comme le montre la figure 59.

Le montage de la figure 60 réalisé avec les valeurs indiquées a donné les performances suivantes pour 1 A en sortie.

ER	chute ER
1,5 V	30 mV
2,5 V	25 mV
5 V	25 mV
10 V	50 mV
15 V	50 mV
20 V	50 mV
25 V	350 mV
30 V	3 V

On réglera donc la résistance talon R_2, de quelques kΩ, de façon à limiter la sortie à 25 V (on confirme que le ballast a besoin d'une chute de tension suffisante pour travailler correctement).

Avec les mêmes éléments et la diode zener connectée comme sur la figure 58, les chutes de tension étaient pratiquement doubles.

Dans le cas où le gain en courant de T_1 se révèle insuffisant, il est aisé d'utiliser la configuration Darlington pour celui-ci comme l'indique la figure 61.

Amplificateur d'erreur symétrique

Dans les alimentations précédentes, une variation de température de l'ensemble affectait la valeur de la tension de sortie. En excluant le coefficient de température de la diode zener, on constate que l'élément le plus sensible aux variations de la température est l'amplificateur d'erreur (T_1 sur toutes les figures correspondantes). On doit dire que la tension base-émetteur varie avec la température, la variation correspond à celle d'une diode en direct soit $\simeq$ 2 mV/°C. De plus le gain en courant augmente avec la température et diminue lorsque celle-ci descend. C'est ainsi que la tension de sortie augmente si l'on refroidit T_1 et diminue si celui-ci chauffe. Dans certains cas on pourrait considérer ce phénomène comme un avantage. En effet, si l'ensemble chauffe, c'est qu'il dissipe une puissance importante, si la tension de sortie diminue par cet effet l'ensemble dissipera moins et donc chauffera moins, on semble protéger l'ensemble d'un emballement thermique. En fait ceci est approximatif ; de plus il est des cas où il est absolument nécessaire que ER soit stable quoi qu'il arrive.

L'échauffement du ballast (ou ensemble ballast) a une influence négligeable sur la valeur de la tension de sortie. En effet, celui-ci est compris dans la boucle

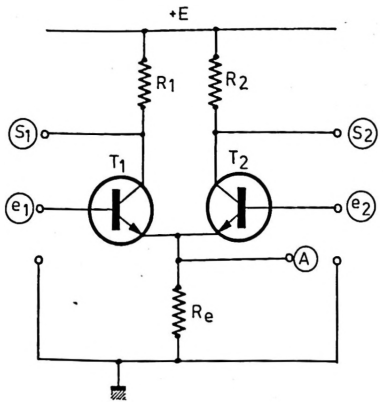


FIG. 62. — *Amplificateur différentiel.*

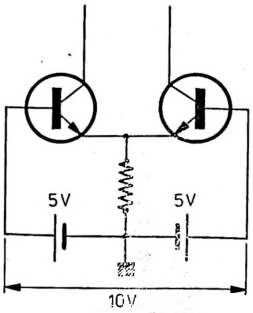


FIG. 63. — *Mise en évidence de l'effet différentiel.*

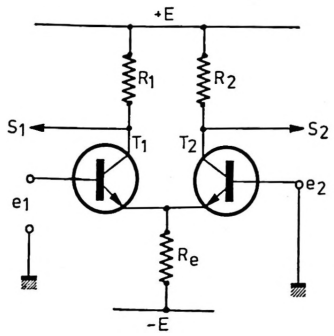


FIG. 64. — *Si l'on appelle masse l'entrée e_2, le potentiel de e_1 par rapport à la masse sera le même que le potentiel inter-base.*

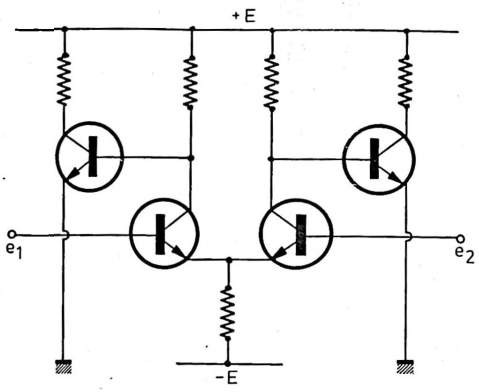


FIG. 65. — *On peut faire suivre un étage différentiel d'un second étage différentiel, on renforce ainsi les propriétés intrinsèques de ces montages.*

dite de « rétro-action ». C'est-à-dire en amont du pont diviseur qui seul avec T_1 détermine normalement la tension de sortie. Nous verrons quelle peut être l'influence du ballast sur d'autres paramètres.

Puisque cet amplificateur est alors insensible au mode commun d'attaque une variation de tension ou de température identique et en phase sur les deux sections (T_1 et T_2) n'agira pas sur la tension de sortie (du moins si les transistors sont strictement identiques).

Cet ensemble semble ne présenter que des avantages, il en a beaucoup parmi lesquels nous n'avons pas cité sa bande passante qui est très grande mais qui nous intéresse assez peu ici. Il y a un petit inconvénient à son utilisation : son gain en tension est moitié de celui, toutes choses égales par ailleurs, qu'on aurait obtenu avec un seul transistor. Pourquoi ?

Supposons que l'on applique 10 V entre e_1 et e_2. On aura entre e_1 et masse et e_2 et masse 10 V/2 c'est-à-dire 5 V comme l'explique la figure 63. Dans ces conditions, tout se passe pour la tension de sortie comme si un transistor seul (T_1 par exemple) était attaqué par 5 V, le gain en tension avec un montage différentiel est donc moitié de celui qu'aurait donné un transistor seul utilisé dans les mêmes conditions.

On peut modifier le montage comme l'indique la figure 64. L'entrée indiquée e_2 a été mise à la masse. De cette façon il n'y a qu'une entrée e_1 mais le montage est identique puisque le potentiel de e_1 est pris par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport à e_2. La tension à mesurer est donc toujours appliquée entre e_1 et e_2. Afin que la jonction base-émetteur de T_2 soit toujours polarisée correctement, il a été nécessaire d'abaisser le point commun des émetteurs en dessous de la base de T_2, c'est-à-dire en dessous de la masse. Ceci peut d'ailleurs être mis en application même lorsque e_2 n'est pas mise à la masse, cela revient à considérer comme nous l'avions fait, $-E$ comme étant la masse.

On peut améliorer les performances de l'amplificateur d'erreur vis-à-vis de la température en réalisant un amplificateur symétrique. La figure 62 représente un tel amplificateur. Rappelons que ce dernier, attaqué sur ses deux entrées e_1 et e_2, doit donner entre ses sorties S_1 et S_2 une tension fonction uniquement de la différence des niveaux présents sur ses entrées et, en principe sa tension de sortie doit être totalement indépendante de la valeur intrinsèque de e_1 et e_2, c'est-à-dire que la tension recueillie entre les sorties doit être strictement identique lorsque $e_1 = 100$ mV et $e_2 = 200$ mV que lorsque $e_1 = 1$ V et $e_2 = 1{,}1$ V. En fait il n'en est rien et tout amplificateur différentiel est malgré tout sensible au « mode commun » c'est-à-dire à la valeur des signaux appliqués sur chaque entrée. C'est pourquoi on parle du « taux de réjection du mode commun ». Celui-ci doit être le plus élevé possible ce qui confirmera l'efficacité du système à n'être sensible qu'à la différence de niveau des deux entrées et non à leur valeur propre.

Si R_e est suffisamment élevée et la tension à ses bornes suffisamment importante, on peut dire que le courant commun aux émetteurs est constant. Dans ces conditions, le mode commun est presque nul et ne dépend plus que des différences entre T_1 et T_2. Pour cette raison T_1 et T_2 devront être appariés et soumis à la même température. On utilisera avantageusement un transistor double, c'est-à-dire que T_1 et T_2 seront identiques et montés dans le même boîtier.

Si les résistances R_1 et R_2 sont égales, on recueillera sur la sortie S_2 une tension en phase avec e_1 et sur la sortie S_1, une tension en opposition de phase avec e_1.

Si l'on veut rattraper la perte de gain en tension causée par l'effet différentiel il suffira de faire suivre le système d'un second étage différentiel comme l'indique la figure 65.

Si l'on ne désire pas recueillir de tension sur la sortie S_1, on pourra supprimer la résistance R_1, ce qui ne changera pas grand chose à l'ensemble, pourvu que le courant dans R_e soit maintenu constant. On considérera alors très simplement

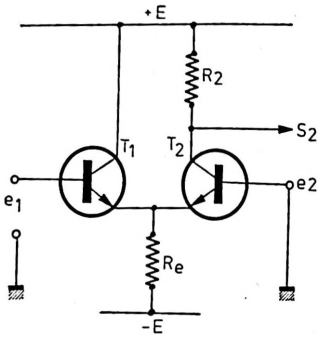


FIG. 66. — *Si l'on n'utilise que la sortie S_2, la résistance R_1 devient inutile, T_1 est visiblement monté en collecteur commun alors que T_2 est monté en base commune.*

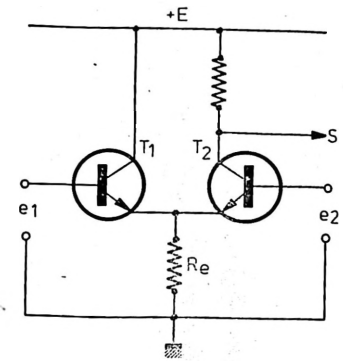


FIG. 67. — *On ne dispose pas toujours de source négative par rapport à la masse, —E devient alors la masse.*

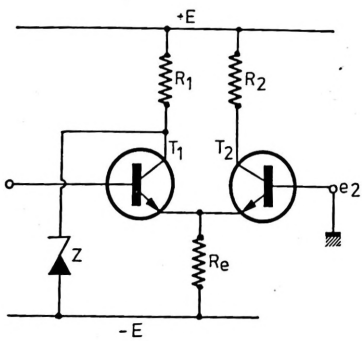


FIG. 68. — *R_1 et Z stabilisent le collecteur de T_1, notamment si + E est ENR.*

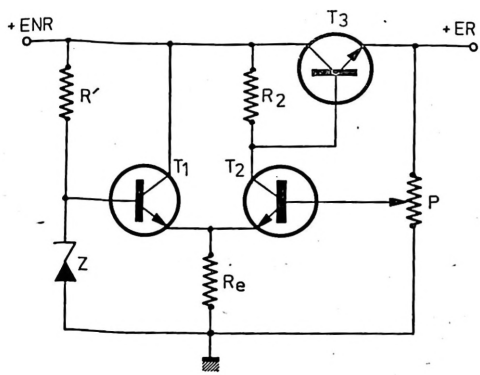


FIG. 69. — *Montage régulateur simple avec amplificateur de type différentiel.*

que T_1 est monté en collecteur commun, et T_2 en base commune attaqué sur l'émetteur (fig. 66 et 67).

Ce qui peut gêner dans un tel montage lorsque les transistors ne sont pas en contact thermique direct est le fait que T_1 dissipe une puissance très supérieure à T_2 lorsque l'entrée e_2 est à la masse. En effet, même si le courant dans R_e est maintenu constant, il se divise en I_{T_1} et I_{T_2} au niveau des émetteurs. Si la tension base des deux transistors est différente (e_2 à la masse), leur courant base est alors différent et leur courant émetteur aussi. Ainsi les dissipations seront très différentes, c'est pourquoi on aura avantage à utiliser un transistor spécial double ou à équilibrer les dissipations en diminuant judicieusement la tension collecteur de T_1 comme l'indique la figure 68.

Sur la figure 69 on a représenté le principe d'une alimentation stabilisée équipée d'un amplificateur d'erreur symétrique. La tension base de T_1 est fixe et définie par la diode zener. La tension base de T_2 varie comme la tension de sortie.

Supposons que ER diminue, la tension base de T_2, qui est une fraction de ER définie par P, en fait autant. Ceci entraîne que le courant émetteur ou collecteur de T_2 devient inférieur à celui de T_1 (en supposant bien entendu que R_e amène un courant constant aux émetteurs des transistors). On peut en conclure que, puisque le courant diminue dans R_2, la base du ballast T_3 devient plus positive qu'auparavant, donc T_3 conduit plus et ER remonte.

Un autre avantage du montage différentiel est que T_1 qui est monté en collecteur commun attaque la référence à « haute impédance » ne consommant à ses bornes qu'un courant très faible quelle que soit la tension de sortie et le courant de sortie.

Comme nous l'avons dit plus haut, la température agissant d'égale façon sur T_1 et T_2 ne produira que très peu d'effet si ceux-ci sont identiques et placés en contact « thermique » parfait (attention au court-circuit électrique).

Il faut avoir présent à l'esprit que le montage différentiel aussi bien réalisé qu'il soit, ne peut en aucun cas compenser les effets de la température sur la diode zener. On utilisera donc pour celle-ci les moyens déjà connus pour diminuer au maximum le coefficient de température.

Pour le montage de la figure 70 et avec :

ENR = 35 V ; P = 1 kΩ ; $V_{Z\ nom.}$ = 9,1 V ; R_2 = 2,2 kΩ ; R_e = 2,2 kΩ ; R′ = 2,2 kΩ ; $T_1 = T_2 = T_3$ = 2N1711 et T_4 = 2N3055 on a obtenu les performances suivantes :

ER	Chute ER	Débit ER
11 V	0,6 V	2 A
12 V	0,6 V	2 A
13 V	0,1 V	2 A
14 V	0,05 V	2 A
20 V	0,05 V	1,5 A
25 V	0,2 V	1,5 A
30 V	3 V	1,5 A

On voit que la zone utilisable est plus restreinte et s'étend pratiquement de 13 à 20 V, ceci à cause de la nécessité de faire circuler un courant suffisant dans R_e.

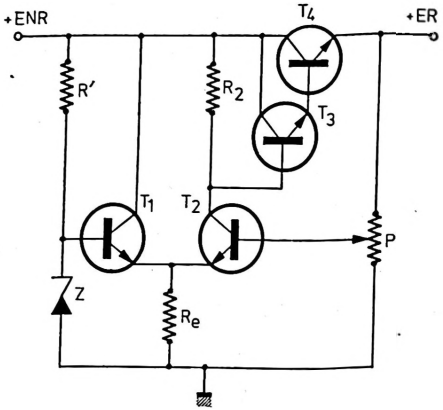


FIG. 70. — *Même montage que figure 69 mais avec Darlington pour le ballast.*

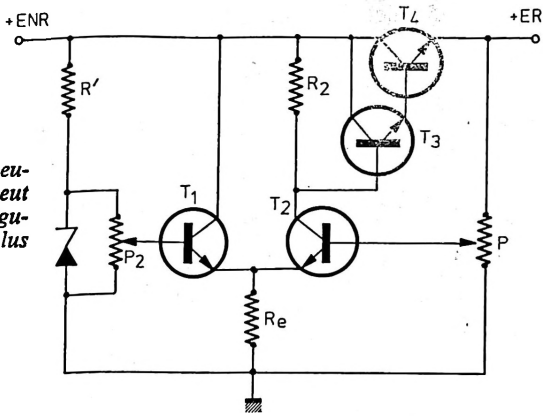


FIG. 71. — *En utilisant un deuxième potentiomètre P_2, on peut arriver à obtenir une bonne régulation pour des tensions plus basses en sortie ER.*

On remédiera à cet état de fait en diminuant la valeur de la référence comme le montre le circuit de la figure 71. Dans ce cas, l'ensemble sera moins sensible au mode commun puisque les tensions des bases de T_1 et T_2 seront moins élevées. D'autre part la dissipation de ces transistors sera plus réduite. P_2 pourra être un potentiomètre de 1 kΩ en gardant les valeurs indiquées plus haut pour les autres éléments.

On peut utiliser pour le ballast un type PNP (ou un PNP équivalent réalisé avec un PNP et un NPN). Le montage est celui de la figure 72. Comme nous l'avions signalé plus haut la sortie sur le collecteur de T_1 étant en opposition de phase par rapport à la sortie sur le collecteur de T_2, si nous voulons inverser la polarité du ballast, il convient de se connecter sur le collecteur de T_1, qui apporte le sens convenable de courant pour T_3. La résistance R_2 n'est pas obligatoire mais rappelons qu'elle permet à T_1 de travailler avec un courant collecteur suffisant, ce qui donne une meilleure amplification, surtout si T_3 est réalisé par deux transistors montés en amplificateurs de courant comme sur la figure 73.

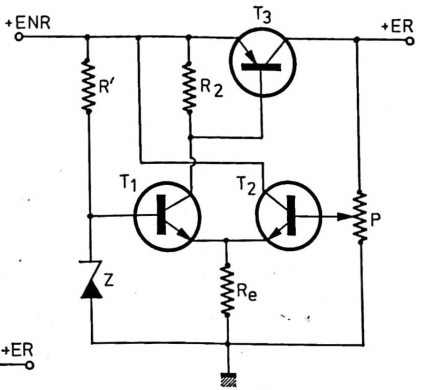


FIG. 72. — *Mise en œuvre d'un ballast PNP, T_3.*

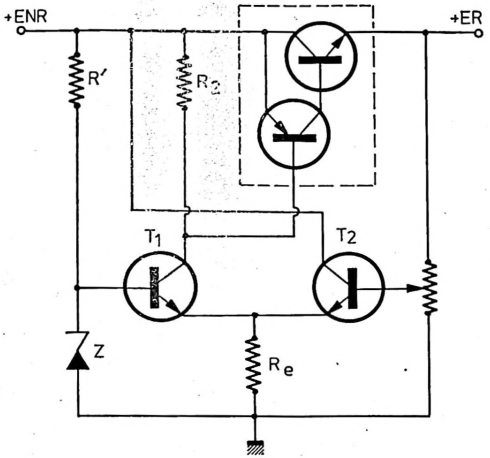


FIG. 73. — *Ballast PNP complémentaire.*

On peut relier directement le collecteur de T_2 à la sortie ER, dont le ronflement et la variation sont très faibles. Il faudra alors alimenter par R_3 le collecteur de T_2, car à la mise en route la tension stabilisée n'existant pas le collecteur de ce transistor ne serait pas alimenté et l'on risquerait de ne pas « voir arriver » la tension de sortie. R_3 peut avoir une valeur assez importante ; il suffit qu'elle laisse passer un petit courant pour T_2.

Dans certaines réalisations on s'arrange pour que les transistors de l'ensemble différentiel soient capables de travailler avec quelques µA de courant collecteur, dans ces conditions on supprime R_2 et l'on s'arrange même pour opérer ainsi une limitation de courant (R dans la figure 75).

On peut réaliser une alimentation de type différentiel qui soit réglable à partir de zéro. La figure 76 en donne un exemple.

V_{Z_1} est supérieure à V_{Z_2} de façon que la base de T_1, qui est un PNP, soit toujours positive par rapport à son émetteur quelle que soit la position du curseur de P. On aura ainsi l'équivalent d'une source négative.

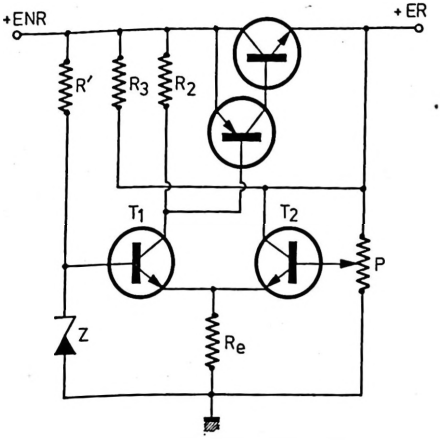


FIG. 74. — *Le potentiel collecteur de T_2 est pris en sortie ER, R_3 donne un minimum de courant à la mise en route de l'ensemble.*

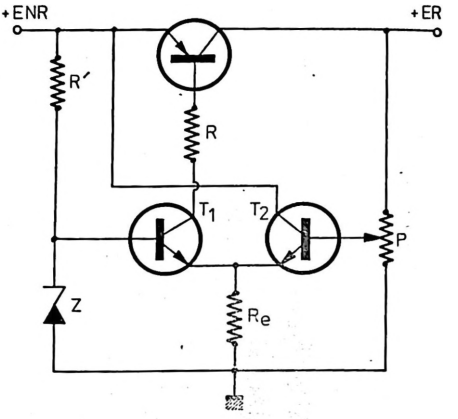


FIG. 75. — *Une résistance R en série dans la base du ballast peut sembler effectuer une limitation de courant.*

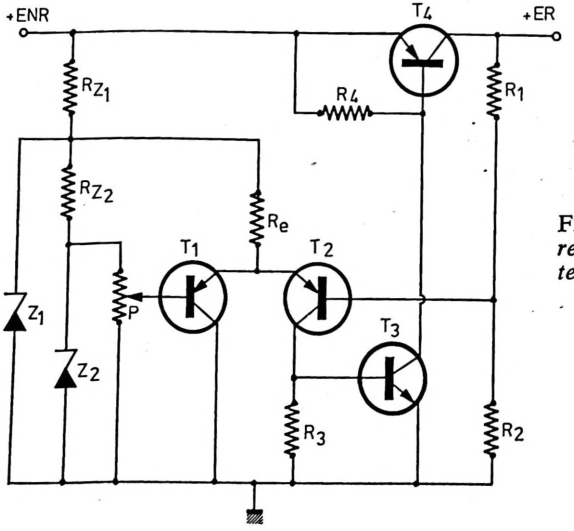


FIG. 76. — *Alimentation différentielle complémentaire à tension de sortie réglable depuis zéro.*

Lorsque la tension de sortie tend à diminuer, la tension base de T_2 augmente par rapport à son émetteur (en valeur absolue). Ce transistor tend à conduire plus, donc son courant collecteur augmente, ce qui fait augmenter celui de T_3 qui à son tour, fait mieux conduire le ballast T_4 qui réhausse la tension de sortie ER.

Si nous réglons P de façon à avoir la base de T_1 à la masse, ce transistor conduira beaucoup plus et son courant d'émetteur va augmenter ce qui fait que

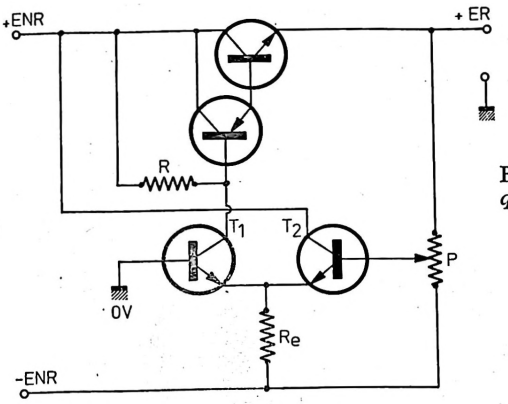


FIG. 77. — *Ce montage, plus souple que le précédent, permet de faire varier ER depuis zéro.*

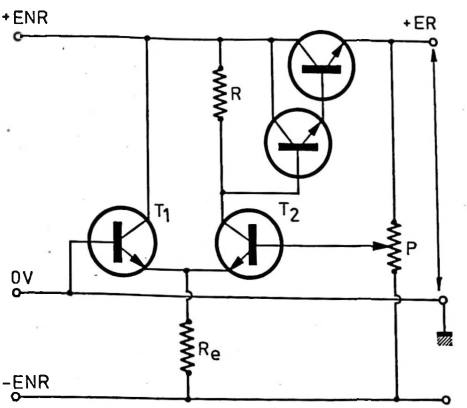


FIG. 78. — *Même montage que la figure 77 mais avec ballast complémentaire.*

celui de T_2 va diminuer de la même façon. Dans ces conditions, on verra son courant de collecteur devenir très faible ainsi que le courant base de T_3, donc T_4 ne conduira pratiquement plus, diminuant ainsi la tension de sortie très près de zéro. Un inconvénient notable à ce schéma : la base de T_1 est alimentée par une tension qui n'est pas plus stable que V_{Z_1} puisqu'elle est prélevée aux bornes de R_{Z_2}. De plus, le nombre d'éléments et la difficulté de mise au point expliquent le fait que ce montage soit très peu utilisé. Nous ne l'avons cité que pour indiquer les possibilités de réalisations.

Pour réaliser un régulateur dont la sortie est réglable à partir de zéro, il est préférable d'utiliser une source auxiliaire comme sur la figure 77 ou 78.

Analysons le montage de la figure 77. Puisque la base de T_1 est à la masse, l'ensemble tend à fonctionner de façon à maintenir la même tension sur la base de T_2, c'est-à-dire zéro volt par rapport à la masse.

Si l'on règle P de façon à ce que son curseur soit au plus près de +ER, la tension base de T_2 tend à monter, donc les courants émetteur et collecteur de ce transistor augmentent, rendant la base de l'ensemble ballast moins positive, donc la tension de sortie (entre + ER et masse) tend vers zéro. Il faudra prendre garde à ce que la dissipation de T_2 ne soit pas trop élevée.

En particulier, la jonction base-émetteur de ce transistor sera connectée entre + ER et − ENR par l'intermédiaire de R_e, il peut s'ensuivre un courant très élevé dans cette jonction. Par exemple si + ER = 20 V, − ENR = 15 V et R_e = 100 la jonction supporterait (20 V + 15 V)/100 = 350 mA, ce qui peut être trop pour un courant base, surtout si l'on ajoute le courant collecteur.

Si l'on règle P de façon à descendre le curseur vers − ENR, on va annuler la conduction de T_2, ce qui fait que la base de l'ensemble ballast sera très positive (déterminée par R) et on aura en ER pratiquement + ENR, on conçoit que la régulation sera alors nulle puisqu'il n'y aura « aucune » tension entre + ENR et + ER. On devra donc mettre en œuvre une résistance talon en série dans la partie basse de P ajustée de telle façon que + ER ne dépasse pas une certaine valeur pour laquelle l'alimentation régule bien (nous en avons parlé plus haut).

L'absence de la résistance talon pourrait amener à un autre problème, si l'on amenait franchement le curseur de P en − ENR. La base de T_2 étant directement connectée à − ENR, alors que son émetteur y est relié par R_e, on peut dire que la jonction base-émetteur sera polarisée en inverse. Nous savons que la plupart de celles-ci ne supportent pas plus de 5 V dans ces conditions. On devra donc impérativement mettre en place la résistance talon comme indiqué sur la figure 77 afin que jamais la base de T_2 ne descende trop en dessous du potentiel de son émetteur. Cette précaution est d'autant plus nécessaire que l'on aura avantage à avoir R_e et − ENR les plus élevés possible, de façon à ce que le courant dans R_e puisse être considéré comme constant. Dans ce cas, on devra la plupart du temps alimenter la partie inférieure de P par une source négative de valeur absolue inférieure à − ENR à l'aide d'une diode zener et d'une résistance par exemple. On pourra aussi mettre en place une diode en inverse entre base et émetteur de T_2 de façon à empêcher que la tension inverse de cette jonction ne dépasse 0,7 V.

Voyons le fonctionnement du montage de la figure 78. Celui-ci est assez analogue à celui de la figure précédente. On a utilisé un ballast PNP équivalent. Le collecteur de T_1 commande donc directement la base du ballast.

Supposons que le curseur de P soit connecté en + ENR ; on peut dire que le courant émetteur (ou collecteur) de T_2 devient très grand. Celui de T_1 diminue ainsi que son courant collecteur qui donne ainsi moins de courant à la base du ballast. On peut alors considérer la tension de sortie ER comme nulle.

Réglons P de façon à ce que son curseur vienne vers − ENR. A un certain moment le transistor T_2 sera bloqué, donc tout le courant délivré par R_e pourra circuler dans T_1. Celui-ci ayant un courant collecteur élevé alimentera le ballast de telle façon que + ER soit très près de + ENR.

Les mêmes problèmes que précédemment se posent donc pour T_2 et les mêmes précautions devront de ce fait être prises.

Il est un autre fait à signaler. Sur la figure 77, si R est assez élevée et que le courant base de T_2 est assez important on peut dire qu'à un certain moment, le

transistor peut être saturé pour une tension entre le curseur de P et – ENR assez élevée. En d'autres termes, on doit rappeler que R permet un courant collecteur maximal déterminé uniquement par sa valeur en ohms et la valeur de + ENR. Si le courant base dépasse le courant collecteur maximal permis par R divisé par le gain en courant β, toute augmentation du courant base pour faire augmenter le courant collecteur se soldera par un échec. Si T_2 est saturé, l'espace collecteur émetteur ressemble à un court-circuit. Dans ces conditions si le potentiel du collecteur descend à celui de l'émetteur, il sera négatif par rapport à celui de sa base. On risque de constater que la jonction collecteur-base travaille en direct, ce qui peut lui être préjudiciable. On observe alors que la tension de sortie se bloque à son minimum, c'est-à-dire à la tension d'émetteur de T_1 et T_2.

Ce phénomène est commun à tous les amplificateurs différentiels mais dans les montages tels que celui de la figure 78 ou 72, le transistor T_2 a moins de chances de se saturer puisque son courant collecteur n'est pas limité par une résistance de charge.

Pour l'éviter, on s'arrangera pour que la jonction collecteur-base de T_2 ne puisse conduire en inverse. On pourra mettre une diode en série avec le collecteur de T_2, en polarisation directe.

Alimentation à courant constant

Dans certains cas, il peut être intéressant, voire nécessaire de disposer d'une source à courant constant dite « source de courant ». On peut citer l'alimentation des diodes zener. En effet si ces semiconducteurs ont une tension qui dépend peu du courant qui les traverse, celle-ci varie tout de même. C'est presque sans influence pour des montages simples qui utilisent ces composants. Mais dès que l'on utilise un amplificateur d'erreur de grand gain pour la comparaison de la tension de sortie et de la référence, la moindre variation de cette dernière donc de la tension zener se trouve amplifiée en sortie, ce qui peut prendre de larges proportions. De plus, stabiliser le courant zener revient à stabiliser la dissipation de ces diodes, donc leur équilibre thermique, ce qui ajoute à la qualité de stabilité de l'ensemble.

L'obtention d'une tension constante dans toutes les conditions étant liée à une résistance interne la plus faible possible, on peut dire que pour obtenir un courant constant, la source doit avoir une résistance interne la plus grande possible. Comme l'indique la figure 79, il suffit de partir d'une source E, régulée ou non, et d'insérer une résistance R avec la charge pour que celle-ci reçoive un courant « constant ». Dans ces conditions, si l'on désire un courant important (et constant) dans la charge on devra partir d'une source + E de valeur très grande. Cette solution permet, en pratique de fournir un courant assez peu variable mais il serait invraisemblable de prendre + E = 500 V et R = 1 MΩ on aurait alors un courant de 500 μA ce qui est très faible et pourtant la dissipation de R avoisinerait les 250 mW. On se rend compte que par cette méthode, il faudrait partir de tensions très élevées, ce qui poserait de nombreux problèmes d'isolement pour les résistances et surtout pour la charge qui devrait supporter plusieurs centaines voire plusieurs milliers de volts lorsque sa consommation serait réduite.

Une bonne solution pour obtenir un courant constant est d'utiliser un transistor dont on a défini et rendu constante la tension de base. La figure 80

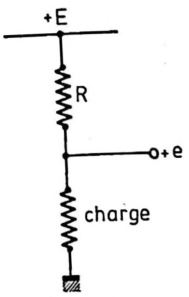


FIG. 79. — *Principe d'une source à courant constant.*

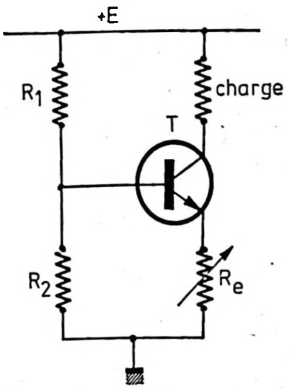


FIG. 80. — *Source à courant constant pour très faible débit.*

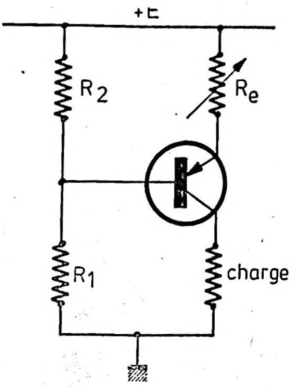


FIG. 81. — *Même montage que précédemment mais avec PNP.*

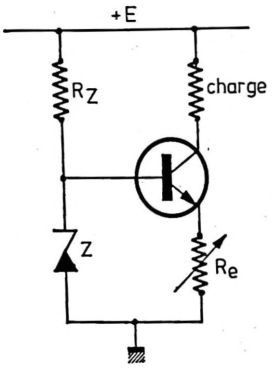


FIG. 82. — *Source de courant très stable.*

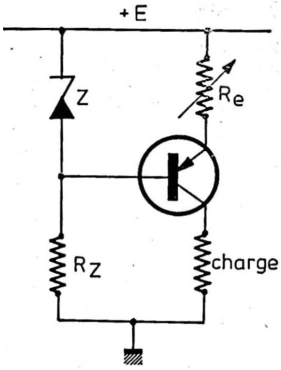


FIG. 83. — *Même montage que précédemment avec PNP.*

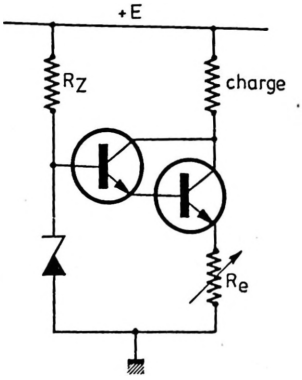


FIG. 84. — *Utilisation d'un Darlington NPN.*

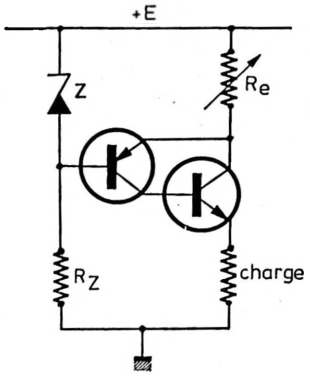


FIG. 85. — *Utilisation d'un amplificateur de courant complémentaire.*

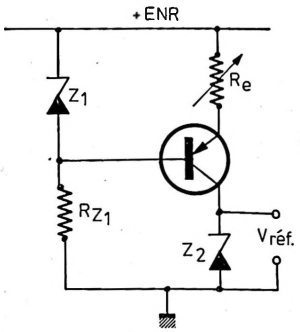


FIG. 86. — *Utilisation d'une source de courant pour alimenter une diode zener* Z_2

en donne un exemple très simple. Le transistor est polarisé par R_1 et R_2 afin de définir avec précision la tension base. Dans ces conditions les courants émetteur et collecteur sont constants. En effet, si la tension base est constante, elle produit une chute de tension constante dans R_e. Si la valeur de R_e est fixe et parfaitement définie, le courant dans cette résistance sera fixe (donc constant) et parfaitement défini (par la tension base et par R_e). Puisque dans un transistor travaillant loin de la saturation on peut considérer le courant collecteur égal à peu de choses près au courant émetteur on peut dire que le courant émetteur qui est le courant dans la charge est constant. Bien entendu, c'est la tension aux bornes de cette charge qui variera en fonction de la résistance équivalente de celle-ci. On a représenté en figure 81 le même système avec un transistor PNP. Le fonctionnement est strictement identique.

Pour beaucoup d'applications l'efficacité du système se révèle suffisante. Par contre on peut avoir besoin d'un courant franchement invariable, on utilisera alors les montages des figures 82 et 83. Dans ce cas la tension aux bornes de R_e est réellement rendue constante par la diode zener elle-même alimentée par une résistance R_Z comme à l'habitude. Le courant est parfaitement défini par R_e en appliquant la loi d'ohm. La tension aux bornes de cette résistance est tout simplement la tension zener diminuée de la chute de tension base-émetteur du transistor ($\simeq$ 0,6 à 0,8 V). Bien entendu pour une parfaite efficacité on peut améliorer la stabilisation par plusieurs étages à diodes zener, mais ce n'est point nécessaire pour la plupart des applications.

Par contre on peut avoir à délivrer de forts courants constants ; on utilisera avantageusement l'assemblage Darlington ou son équivalent complémentaire dont les figures 84 et 85 donnent des exemples.

La figure 86 représente l'alimentation à courant constant d'une diode zener destinée à fournir une tension de référence à un système régulateur. D'une part la tension zener sera très stable puisque le courant qui la traverse l'est et d'autre part celui-ci ne dépendra pratiquement pas des variations de + ENR. Il faut noter que le système ne protège pas la constance du courant zener si le courant consommé aux bornes de la diode zener est, lui variable. On utilisera au maximum les compensations en température pour Z_2 et pour Z_1. On aura également à l'esprit que le courant délivré par le transistor, pour la zener, sera influencé par la température de celui-ci.

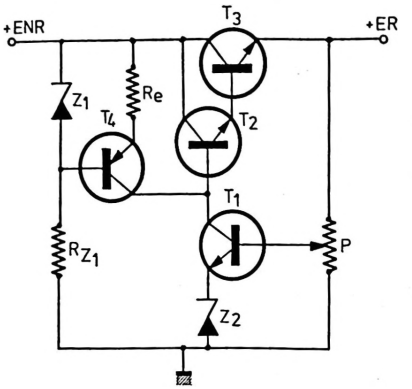


FIG. 87. — *Utilisation d'une source de courant pour alimenter le point commun : base du ballast et collecteur de l'amplificateur d'erreur.*

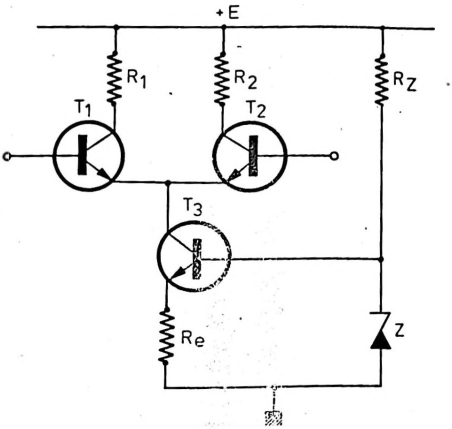


FIG. 88. — *T_3 fournit un courant constant dans les émetteurs d'un amplificateur différentiel symétrique.*

On voit sur la figure 87 qu'il est intéressant de fournir un courant constant par T_4. Ce courant se partage vers la base de T_2 et vers le collecteur de T_1. De cette façon la régulation est bien meilleure puisque d'une part ces courants ne dépendent pas de + ENR et de ses variations et d'autre part lorsque l'on voudra amener à son minimum la tension de sortie (c'est-à-dire à peu près à la tension de Z_2), le transistor T_1 absorbera tout le courant délivré par T_4, donc T_2 ne verra plus sa base alimentée.

La figure 88 montre qu'on alimente par la même méthode les émetteurs d'un montage différentiel. De cette façon, lorsque la tension sur les deux bases est la même, ainsi que les deux charges des collecteurs, les courants dans les émetteurs de T_1 et T_2 doivent être identiques si les transistors le sont. Grâce à ce montage l'égalité des courants collecteurs ne dépend donc que de l'appariement de T_1 et T_2 (lorsque la tension inter-base est nulle).

ACCROCHAGE

Lorsqu'on recherche une grande stabilisation, on est conduit à utiliser un amplificateur d'erreur dont le gain est important. Dans ces conditions le montage a toutes les chances d'entrer en oscillation si on n'a pas pris certaines précautions. La figure 89 donne un exemple d'entrée en oscillation ou accrochage d'une alimentation stabilisée. L'amplitude crête à crête de ce phénomène peut souvent atteindre plusieurs volts et il est prudent pour la vie de certains transistors de ne pas prolonger cet état de fait. Pour avoir une réponse rapide de l'ensemble régulateur on utilise souvent des transistors dont la fréquence de coupure est très élevée ce qui favorise l'accrochage.

Pour combattre ce grave défaut on fait appel à deux méthodes combinées qui sont : le câblage correct et l'utilisation de condensateurs.

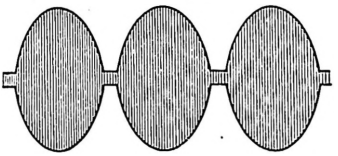


FIG. 89. — *Accrochage d'une alimentation stabilisatrice.*

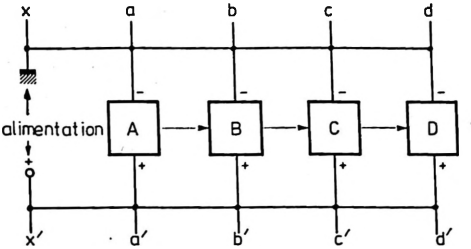


FIG. 90. — *Alimentation incorrecte d'un ensemble électronique.*

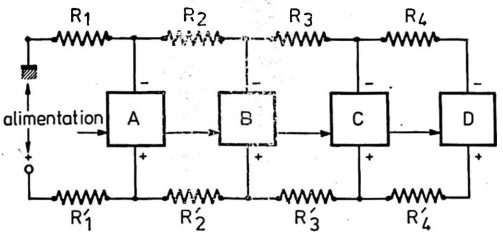


FIG. 91. — *Mise en évidence des résistances des connexions.*

Câblage

On rappelle ici quelques règles très connues et très peu utilisées.

On veillera à employer un fil de section suffisante vis-à-vis du courant qui doit y circuler. On ne craint pas un échauffement exagéré du fil à cause de sa section insuffisante ; mais sa résistance étant proportionnelle à sa longueur et inversement proportionnelle à sa section ($R = \rho\, L/S$) on risque des chutes de tensions entre les alimentations des divers sous-ensembles ou étages d'un montage électronique.

On veillera également à la qualité des soudures et des connecteurs ou prises.

Enfin il est nécessaire que les fils véhiculant des courants « forts » (sorties) soient toujours éloignés des fils véhiculant des courants « faibles » (entrées). De même les fils véhiculant des courants alternatifs comme ceux du secteur devront être torsadés, longer les châssis métalliques et s'éloigner le plus possible des fils arrivant aux différentes entrées.

Tout ceci est très connu, ce qui va suivre l'est moins.

Examinons la figure 90. Les divers étages ou sous-ensembles d'un appareil électronique, A, B, C, D sont alimentés par une ligne commune d'alimentation. Il existe une distance mécanique assez importante (quelques dizaines de centimètres) entre la source et A et entre chaque bloc. Il existe donc une résistance électrique entre x et a, a et b, b et c, c et d, x' et a', a' et b', b' et c', c' et d', etc. Représentons ces résistances, de faible valeur il est vrai, sur la figure 91.

La résistance interne de l'alimentation sera augmentée de ces résistances, au fur et à mesure que l'on alimente un étage éloigné. Par exemple l'étage D sera

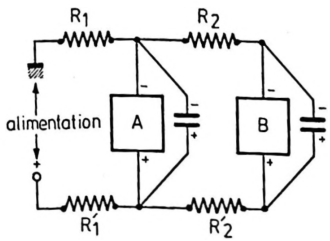


FIG. 92. — *Découplage classique ne résolvant pas forcément le problème de l'accrochage.*

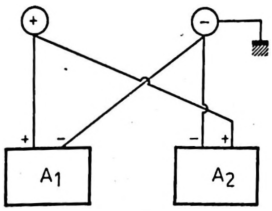
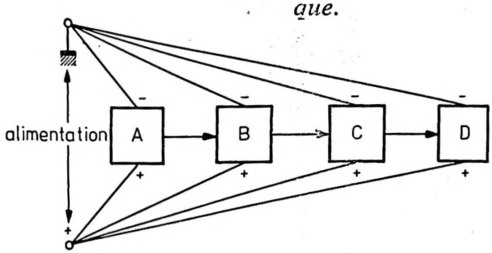


FIG. 94. — *Cas particulier de l'alimentation des deux canaux d'un amplificateur stéréophonique.*

FIG. 93. — *Alimentation correcte, dite « en étoile », d'un ensemble électronique.*



alimenté au travers de $R_1+R_2+R_3+R_4$ et de même pour la branche positive. Les variations de consommation de chaque sous ensemble peuvent engendrer des variations de tension aux bornes de ces résistances. Ainsi le potentiel d'alimentation de D fluctuera en fonction des variations de consommation de A, B et C. Cette fluctuation peut s'assimiler à alimenter D (et les autres étages) avec un potentiel alternatif (non périodique). Dans ces conditions, on comprend assez bien qu'il y a risque d'accrochage à l'intérieur de ces « modules » ou étages. Pour pallier ce défaut, on met généralement en place des condensateurs dits « de découplage ». Ceux-ci sont représentés en figure 92 (on n'a volontairement représenté que deux étages). Ils doivent avoir une valeur suffisamment importante pour rester chargés et maintenir une tension constante aux bornes de chaque étage.

En fait leur efficacité est très contestée et la meilleure solution est celle des alimentations en étoile dont la figure 93 donne un exemple comparatif avec la figure 90. Dans un tel câblage chaque étage est réellement indépendant quant à son alimentation. En effet chaque « module » (A, B, C, D) prend sa source séparément et il n'y a pas ainsi à craindre d'inter-réaction entre étages si les autres précautions citées plus haut ont été prises par ailleurs. On s'assurera qu'un point (et un seul) part de la masse alimentation pour être relié mécaniquement et électriquement au châssis métallique de l'ensemble. Ce point devra être choisi le plus près possible de la sortie même de l'alimentation générale et cette « masse » sera effectuée par une grosse cosse et le fil de connexion correspondant devra être d'une section telle que l'on puisse le considérer comme un vrai court-circuit.

On insiste donc sur le fait qu'il faut éviter à tout prix qu'un fil véhicule le courant destiné à plusieurs étages ou sous-ensembles si ceux-ci sont mécaniquement distants les uns des autres.

Dans ce même ordre d'idée une alimentation destinée aux deux canaux d'un amplificateur, se doit de correspondre à la figure 94.

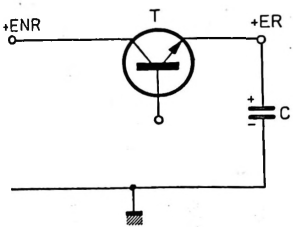


FIG. 95. — *Mise en place d'un condensateur supplémentaire, en sortie d'un régulateur.*

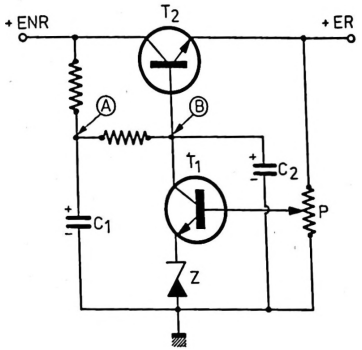


FIG. 96. — *Filtrage supplémentaire.*

Utilisation de condensateurs

Malgré toutes ces précautions il est très probable que l'ensemble régulateur entre en oscillations spontanées. Cet accrochage qui peut prendre différentes allures comme celles d'un signal sinusoïdal modulé ou un signal « un peu rectangulaire », voit son amplitude augmenter dès que l'on débite en sortie et souvent prendre des proportions démesurées (atteignant parfois plusieurs volts crête-à-crête). Ce phénomène provient de la combinaison de l'oscillation au repos et de la « dent de scie » (composante de ronflement qui augmente lorsqu'on débite) présente en ENR. Il y a plusieurs façons de calmer un tel phénomène et elles mettent en œuvre des condensateurs.

La plus simple consiste à mettre en sortie régulée une capacité de valeur suffisante (1 000 µF, par exemple) et dont le terme inductif et la « résistance série » sont très faibles. Un type au tantale conviendrait très bien. Le prix d'achat et la disponibilité empêchent que l'on utilise un tel condensateur. On mettra donc en place un 1 000 µF ordinaire et l'on connectera en parallèle un 0,1 µF (papier ou autre). En effet la résistance série des électro-chimiques ordinaires est assez élevée en haute fréquence. On pourrait donc considérer que lors de sollicitation en régime impulsionnel, de la sortie par la charge, l'efficacité de la première capacité est moins importante. Le filtrage sera donc moins bon. Le 0,1 µF pris en parallèle abaisse la résistance série de l'ensemble.

On peut aussi réduire la composante de ronflement en divisant la résistance qui alimente en courant la base du ballast et le collecteur de l'amplificateur d'erreur. On peut ainsi découpler les points A et B vers la masse (figure 96). On s'arrangera pour que C_2 n'ait pas une trop grande valeur afin de ne pas surcharger T_1.

On mettra la plupart du temps un condensateur aux bornes de la diode zener si celle-ci est alimentée à partir de ENR. N'oublions pas qu'en combattant le ronflement on combat en partie l'accrochage.

Si les fils, amenant le + ENR de l'ensemble de redressement et de filtrage, ont une longueur qui dépasse une dizaine de centimètre on découplera le point

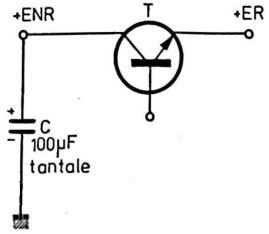


FIG. 97. — *Si les fils de connexion reliant la source ENR et le régulateur sont trop longs, il est recommandé de découpler l'entrée immédiate du stabilisateur par un condensateur de très bonne qualité.*

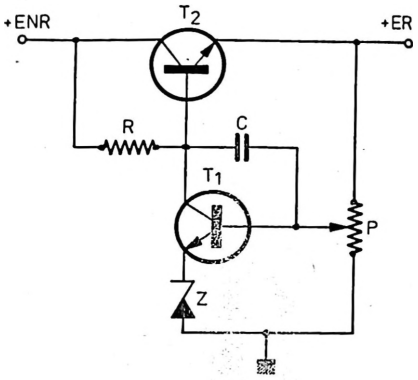


FIG. 98. — *La capacité C abaisse la fréquence de coupure de T_1 interdisant ainsi une entrée en oscillation de l'ensemble.*

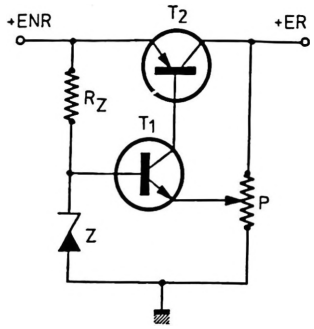


FIG. 99. — *Lorsque la polarisation de T_1 est telle que son courant collecteur est pratiquement nul, la base de T_2 est pratiquement « en l'air ». Dans ces conditions il circule I_{ceo}, courant de fuite pouvant prendre de grandes valeurs avec l'élévation de la température à tel point que l'ensemble ne régule plus.*

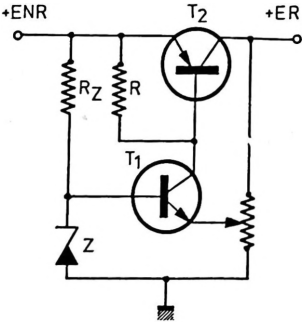


FIG. 100. — *R a deux effets, elle donne un courant collecteur suffisant pour T_1 et elle évite à la base de T_2 de se trouver en l'air, stabilisant quelque peu le courant de fuite en fonction de la température.*

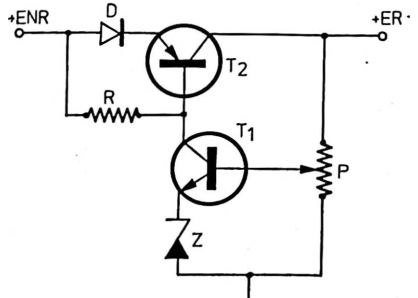


FIG. 101. — *Grâce à R et D, le courant de fuite du ballast est réduit à I_{cbo}.*

+ ENR du régulateur vers la masse par un condensateur de 100 µF au tantale par exemple (fig. 97).

La vraie solution « anti-oscillation » est la mise en place d'un condensateur (C sur la figure 98) de faible valeur (et de très bonne qualité) entre base et collecteur du transistor amplificateur d'erreur T_1. Cette capacité réduit sa fréquence « de coupure » à une valeur empêchant une entrée en oscillation avec les capacités du câblage. C ne doit pas présenter une valeur trop élevée, car alors les possibilités en réponse impulsionnelle de l'alimentation s'en trouveraient abaissées. Sa valeur peut être prise entre 100 pF et 10 000 pF suivant les transistors (on pourra faire des essais successifs à l'oscilloscope en commençant par la plus forte valeur).

On évitera à tout prix la mise en place d'une multitude de condensateurs. En effet, et surtout dans les combinaisons PNP-NPN, le « remède » est parfois pire que le mal et l'oscillation augmente au lieu de se calmer. La plupart du temps la seule présence de C de la figure 98 suffit à stopper tout accrochage, on le complétera par une capacité en sortie ER (figure 95) et si nécessaire en entrée ENR (figure 97).

PROBLÈMES THERMIQUES

Fuites dans le ballast

Considérons le montage régulateur de la figure 99. Il a été vu plus haut. T_1 commande directement T_2 qui est un transistor de forte puissance (ballast).

Il se peut que l'on commande l'ensemble de telle façon que le courant collecteur de T_1 devienne nul. Il s'ensuivrait que la base de T_2 serait « en l'air » alors que son émetteur serait polarisé normalement par rapport à son collecteur. La fuite serait alors I_{ceo} qui est le courant « parasite » ayant la plus grande valeur dans un transistor. Ce courant peut être assez important dans un « ballast ». De plus, on doit considérer l'augmentation de I_{ceo} avec la température. Dans ce cas, il faudrait que le pont de sortie (P) ou la charge consomme en permanence au moins ce courant de fuite, quelle que valeur qu'il ait, sans quoi l'alimentation ne régulerait plus si on lui demandait un courant inférieur au courant de fuite. Il peut être difficile d'absorber ce courant s'il fait une moitié d'ampère (par exemple). De plus, si le ballast est « froid » on devra consommer inutilement ce courant en prévision d'un échauffement du transistor de puissance.

La solution consiste à réduire ce courant de fuite (par exemple à I_{cbo}).

Une première solution approximative consiste à éviter que la base reste en l'air. Pour cela on met une résistance entre base et émetteur du ballast comme l'indique la figure 100. La valeur de R devra être compatible avec le courant collecteur maximal que T_1 peut supporter. Elle aura un autre avantage comme nous l'avons vu précédemment, elle donnera un courant minimal de travail pour le collecteur de T_1.

Une bien meilleure solution est offerte sur la figure 101. On a mis en place une diode D en série avec l'émetteur de T_2. La présence de celle-ci n'augmente pas la résistance interne de l'alimentation, quel que soit le schéma puisqu'elle est située en amont du régulateur. Simplement, toutes choses égales par ailleurs

ENR devra être de 0,7 V supérieure à sa valeur antérieure pour compenser la chute de tension qu'elle apporte aux bornes du ballast. Grâce à D on polarise à $-0,7$ V l'émetteur de T_2 par rapport à sa base (rappel transistor PNP). Ainsi on est certain de « bloquer totalement » ce transistor lorsque le courant collecteur de T_1 sera nul. Le courant de fuite du ballast est alors réduit à son I_{cbo}, nettement plus faible que I_{ceo}. On prendra toujours la précaution que le courant maximal délivré par R soit compatible avec T_1.

Des semiconducteurs devant dissiper une puissance importante verront la température de leur jonction s'élever dangereusement si l'on n'évacue pas rapidement les calories. Il est donc intéressant et nécessaire de savoir comment se propage la chaleur.

Transport de chaleur

La chaleur peut s'écouler d'un générateur thermique vers un récepteur thermique de trois façons qui peuvent se combiner.

1) Conduction

Le récepteur et le générateur sont en contact thermique direct. C'est le cas de la jonction avec le boîtier d'un semiconducteur (diode ou transistor), du boîtier avec le refroidisseur éventuel, du doigt qui touche le fer à souder, etc. La conduction thermique correspond donc à un transport de chaleur sans déplacement de matière.

2) Convection

Le récepteur et le générateur ne sont pas en contact thermique direct mais l'échange de calories se fait par l'intermédiaire d'un fluide, le plus souvent l'air. On voit sur la figure 102 que si les ailettes du radiateur (par exemple) sont suffisamment rapprochées et de grande surface, l'air qui s'y trouve s'échauffe facilement et tend à s'élever le long des ailettes. Il transmet alors les calories à l'ambiante, se refroidit et donc tend à redescendre. Le phénomène se répète indéfiniment et permet une bonne évacuation de la chaleur. Il se crée donc une « aération naturelle » ou « convection » naturelle de l'ensemble. C'est ce principe qui est utilisé dans la plupart des bons radiateurs pour semiconducteurs (et pour certains modèles d'appartement).

Nous avons parlé de convection naturelle mais il peut être intéressant, pour profiter pleinement des possibilités en puissance des semiconducteurs, d'utiliser une convection « forcée », à l'aide d'un ventilateur. On aura, dans ce cas, soin de prévoir un système qui protégera les semiconducteurs lors d'une panne éventuelle de cet instrument.

Etant donné le prix de cet article, son utilisation ne sera envisagée que dans des cas bien particuliers (transistor de puissance haute fréquence par exemple) où le prix du ventilateur est négligeable devant celui des semiconducteurs à « refroidir ». Pour ménager cet appareil on pourra, à l'aide d'une thermistance (ou tout système analogue), le mettre en service lorsque le radiateur du semiconducteur (diode ou transistor) atteindra une température déterminée.

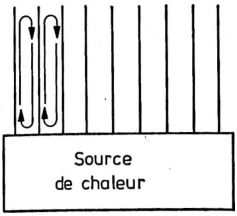


FIG. 102. — *Refroidissement par convection naturelle.*

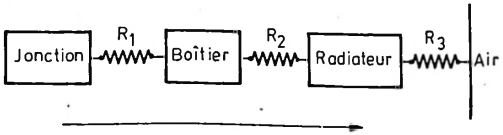


FIG. 103. — *Mise en évidence des diverses résistances thermiques.*

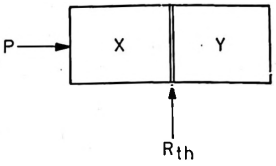


FIG. 104. — *Calcul thermique très simple.*

3) Rayonnement

Comme le soleil, un corps qui chauffe émet un rayonnement et l'on sait qu'un corps noir mat « absorbe » tous les rayonnements qu'il reçoit (il a donc une faible résistance aux rayonnements thermiques). Un corps blanc brillant réfléchit une grande partie de ceux-ci. Une jonction qui dissipe une certaine puissance transmet à l'air ambiant (dit « ambiante ») une quantité de chaleur avec une combinaison du rayonnement, et de la convection. Le transistor ou la diode qui dissipe une certaine puissance transmet celle-ci par conduction au refroidisseur (ou radiateur) si celui-ci existe. Ces calories ne sont pas transmises intégralement à cause de l'existence de diverses résistances thermiques entre la jonction et l'ambiante qui affaiblissent le « signal thermique ». La figure 103 met en évidence ces résistances.

R_1 est la résistance (thermique) jonction-boîtier (R_{tjb}).

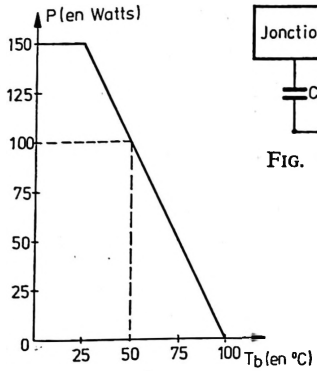
R_2 est la résistance boîtier-radiateur (R_{tbr}).

R_3 est la résistance radiateur ambiante (R_{tra}).

On voit que ces résistances, étant en série, s'ajoutent et contribuent à un mauvais refroidissement de la jonction. R_1 est fixe et définie par construction. R_2 peut être réduite si l'on monte directement la diode ou le transistor sur son radiateur avec un peu de graisse siliconée (celle-ci est un bon isolant électrique et un bon conducteur thermique) R_3 dépend essentiellement du refroidisseur utilisé et d'autres facteurs dérivant directement des principes d'écoulement de la chaleur.

On peut évaluer les diverses résistances thermiques. Mais tout d'abord il convient de déterminer les unités. Etant le rapport d'une élévation de température et d'une puissance dissipée, la résistance thermique se chiffre tout naturellement en degrés par watt (°C/W) qu'on pourrait appeler ohms thermiques si l'on considère la résistance thermique comme étant le rapport tension thermique (°C) sur courant thermique (W).

Un exemple est donné en figure 104. Supposons un corps X relié à un corps Y par une résistance thermique de 3 °C/W. Si l'on fournit au corps X une puissance de 10 W, la température de Y sera inférieure à celle de X de $3 \times 10 = 30$ °C. On constate donc une chute de « tension thermique » de 30 °C aux bornes de la résistance thermique qui sépare (ou relie) X et Y.



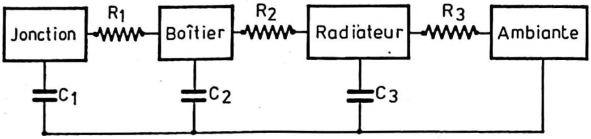


FIG. 105. — *Mise en évidence des diverses capacités thermiques.*

FIG. 106. — *Droite de dissipation maximale d'un dispositif semiconducteur.*

En général le fabricant de semiconducteurs indique la valeur (approximative) de la résistance jonction-boîtier (R_1). Pour un transistor de puissance elle se situe aux alentours de 0,3 °C/W. A titre indicatif la résistance thermique du « fameux » mica, que l'on prend trop souvent l'habitude d'intercaler entre le transistor et le refroidisseur, a une résistance thermique d'environ 1,5 °C/W et s'abaisse à la moitié dès que l'on enduit les deux faces de graisse siliconée. Si l'on a besoin d'isoler le boîtier du transistor (ou de la diode) de la masse métallique du châssis utilisé, il est préférable d'isoler le refroidisseur et de mettre le transistor en contact direct avec ce dernier. L'évacuation des calories est bien meilleure. Dans certains cas, il se peut que ce procédé pose des problèmes. En effet, on peut avoir plusieurs semiconducteurs à isoler du châssis et qui doivent être isolés entre-eux. Parfois, il est préférable que leur température soit liée, c'est le cas d'un pont redresseur. On devra alors monter les éléments sur le même radiateur mais on devra éviter les micas. Il existe des plaquettes parfaitement isolantes et d'assez bonne conductivité, elles sont à l'oxyde de bérylium. Leur prix est très élevé. Dans d'autres cas les divers semiconducteurs doivent être thermiquement indépendants, on préférera utiliser un radiateur par élément.

Il faut parler d'un autre ennui : la capacité thermique. L'expérimentation montre très nettement qu'un récepteur (thermique) soumis à une énergie (thermique) n'atteint pas instantanément sa température de régime : c'est l'inertie thermique.

De la même façon, un récepteur (thermique) auquel on cesse de fournir des calories ne voit pas sa température redescendre immédiatement à la température ambiante : c'est la rémanence thermique.

L'inertie et la rémanence thermiques sont les conséquences de la capacité thermique. Pareil à un condensateur, celle-ci se charge et se décharge à travers la résistance thermique. L'ensemble forme une constante de temps ($R \times C$) thermique difficile à préciser.

La figure 105 met en évidence la présence des capacités thermiques. La représentation est schématique mais donne une approximation suffisante pour comprendre le phénomène.

En général la constante de temps de la jonction se chiffre en millisecondes, celle du boîtier en fractions de seconde ou en secondes et celle du radiateur peut atteindre plusieurs minutes à plusieurs dizaines de minutes.

Quelle est la puissance que peut dissiper une diode ou un transistor donné ? Cette puissance dépend essentiellement de la température maximale que la jonction peut supporter et de la résistance thermique jonction ambiante ($R_1+R_2+R_3$).

Considérons un dispositif semiconducteur qui peut dissiper au maximum 150 W à 25 °C boîtier, sa température de jonction ne devant pas dépasser 100 °C (c'est généralement sous cette forme que les fabricants de semiconducteurs donnent la puissance maximale dissipable qui correspond à l'utilisation d'un radiateur infini, c'est-à-dire parfait).

On peut connaître la résistance thermique jonction-boîtier. En effet ce dispositif supporte 150 W si son boîtier est à 25 °C ou si (dans le même temps) sa jonction est à 100 °C. La chute de « tension thermique » est donc 100 °C − 25 °C = 75 °C. On peut en déduire R_1 = 75 °C / 150 W = 0,5 °C/W. L'expérience nous permet d'en déduire que cette valeur, assez faible, est compatible avec un bon refroidissement aval. Comme nous l'avons laissé entendre plus haut, il supporte 150 W si le système de refroidissement est suffisamment parfait pour amener sa température de boîtier à 25 °C. En réalité, les refroidisseurs utilisés et les procédés de fixation du semiconducteur sur celui-ci sont loin d'avoir une résistance thermique nulle. Sur la figure 106 on a tracé, à l'aide des renseignements fournis par le fabricant, la « courbe » de dissipation du dispositif semiconducteur cité plus haut. Elle représente la puissance que peut dissiper le dispositif en fonction de la température du boîtier (T_b). Cette « courbe » vérifie bien que le transistor ou la diode peut dissiper 150 W jusqu'à 25 °C boîtier. Dans ces conditions la température de jonction peut être de 100 °C. Si la température du boîtier atteint cette température la dissipation que pourra supporter le dispositif sera nulle et entre 25 °C et 100 °C on voit par exemple qu'on pourra dissiper 50 W à 75 °C. Ceci est en droit de nous inquiéter. En effet, sur son catalogue le fabricant nous dit que ce dispositif peut dissiper 150 W. Si l'on ne prend pas garde à la température que peut prendre son boîtier on risque sa destruction. Prenons un exemple. On ne prend pas garde à l'indication de T_b. On prend alors très sérieusement une marge de sécurité et l'on se propose de ne faire dissiper que 100 W à la diode ou au transistor en question. Puis l'on regarde la figure 106 et l'on voit que pour dissiper 100 W la température du boîtier ne doit pas monter au-delà de 50 °C. En mettant à part le système de refroidissement et en le considérant parfait on pourrait admettre que le boîtier du dispositif est à la température de l'ambiante. Généralement on définit celle-ci vers 25 °C. On oublie alors de prendre en compte le fait que notre dispositif est monté dans un ensemble dont la température peut très facilement atteindre 50 °C (en effet les autres dispositifs semiconducteurs, les transformateurs, les machines produisent de la chaleur). Dans ce cas notre diode ou transistor est en grand danger car elle (ou il) se trouve à l'extrême limite de la dissipation possible. On prendra donc bien garde à tenir compte en première approximation de la courbe de dissipation pour connaître la dissipation maximale que l'on peut « tirer » du dispositif.

Quel radiateur ou refroidisseur devra-t-on mettre en œuvre ?

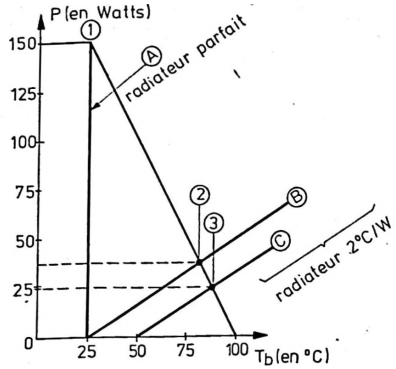


FIG. 107. — *Détermination de la puissance maximale dissipable compatible avec l'utilisation d'un radiateur.*

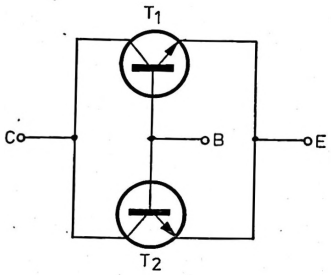


FIG. 108. — *Mise en parallèle simple de 2 transistors de puissance.*

Sur la figure 107, on a tracé les droites d'efficacité du refroidissement dans différentes conditions. La droite A représente le cas d'un radiateur parfait. On obtient le point (1) qui correspond à 150 W pour 25 °C. Les droites B et C représentent l'efficacité d'un refroidisseur de résistance thermique 2 °C/W. Ces droites doivent donc s'incliner de 2 °C/W. En B on a supposé que l'ambiante était effectivement à 25 °C. Ceci donne un point (2) qui indique que l'on peut dissiper plus de 25 W avec ce refroidisseur (ce qui est loin des 150 W initiaux). C'était supposer que l'ambiante était à 25 °C. Si on la considère à 50 °C on obtient un autre point (3) sur la droite C. Cette fois-ci la puissance dissipable est inférieure à 25 W. En conclusion la puissance « utilisable » est très inférieure à celle à 25 °C boîtier.

La plupart du temps, les fabricants de refroidisseurs indiquent sur leurs catalogues la résistance thermique (R_3). Il ne faut pas oublier d'ajouter la valeur de R_2 qui est la résistance boîtier-radiateur et qui dépend beaucoup du mode de fixation et de l'état de surface du boîtier du semiconducteur et du radiateur. R_3 dépend aussi de la teinte du radiateur et de sa position mécanique toutes choses égales par ailleurs. L'ensemble doit être monté de telle façon que la convection naturelle puisse jouer. Il est alors préférable de monter le radiateur verticalement. Si celui-ci était fixé à plat, il y aurait lieu de ne pas considérer l'efficacité des ailettes situées à la partie inférieure. En effet dans ce cas la convection naturelle ne joue pratiquement pas pour cette partie. Ces réflexions prouvent que la valeur que donne le fabricant de radiateur ne peut être qu'approximative. L'efficacité d'un radiateur est aussi fonction de sa surface de « contact » avec l'ambiante. En première approximation on peut considérer qu'elle doit être la plus grande possible. On serait alors conduit à mettre en œuvre des plaques métalliques de trop grandes dimensions, c'est pourquoi on trouve couramment dans le commerce des radiateurs très performants à ailettes. Ce procédé permet un meilleur refroidissement avec un faible encombrement. La résistivité thermique des matériaux utilisés devra être très faible, c'est ainsi que l'on utilise couram-

ment l'aluminium qui, s'il a une résistivité thermique un peu supérieure à celle du cuivre, a sur lui l'avantage du poids et du prix plus réduit. Un autre point qui n'est pas à négliger dans la fabrication artisanale d'un radiateur est son épaisseur. Il est courant de voir des diodes ou des transistors de puissance fixés sur une plaquette d'aluminium de 1 mm d'épaisseur. Quelle utilité y a-t-il à utiliser un refroidisseur de grandes dimensions si son épaisseur est très faible. Le courant thermique ne peut alors pas circuler librement et est très vite affaibli. Dans ces conditions une grande partie du radiateur ne sert à rien. Au même titre qu'on demande à un conducteur électrique d'avoir un diamètre suffisant on exige qu'un radiateur ait une épaisseur assez importante. On aura quelquefois à mettre en œuvre un refroidisseur que l'on devra fabriquer soi-même. On se servira de l'approximation suivante pour connaître les dimensions de la plaque. Surface en $cm^2 \simeq 1\,000/R_t \times 1{,}5$; R_t correspond à la résistance thermique du radiateur que l'on a calculée en fonction du semiconducteur à « refroidir ». La plaque sera de préférence carrée et son épaisseur sera supérieure à 3 mm. Pour des raisons de sécurité, il est préférable d'être généreux avec le résultat obtenu car il ne faut pas oublier que les calculs précédents n'ont pu être qu'approximatifs.

On préférera utiliser un radiateur noir-mat dont l'efficacité est très supérieure aux modèles « blancs », toutes choses égales par ailleurs.

Les calculs qui ont été faits ne tiennent pas compte des capacités thermiques. La seule qui présente une certaine importance est la capacité du radiateur. En effet il peut parfois s'écouler un quart d'heure pour que l'ensemble arrive à un équilibre thermique. En effet la jonction a une capacité thermique faible et atteint très vite une température importante. En régime d'impulsions non répétitives ou qui reviennent peu souvent on pourra alors compter sur un refroidissement parfait du radiateur puisque celui-ci n'aura pas le temps de chauffer. Dans ces conditions l'élément semiconducteur pourra supporter des surcharges très importantes.

Dans certains cas, et avec toutes les dispositions prises, il se peut qu'aucun transistor existant ne soit suffisamment « puissant » pour l'application envisagée, ce qui est souvent le cas du ballast d'une alimentation stabilisée. On songe immédiatement à la mise en parallèle de deux éléments. Contrairement au cas des diodes zener on peut réaliser ce montage en prenant certaines précautions. En effet, il existe entre deux transistors de même modèle, montés comme sur la figure 108, des différences inévitables de caractéristiques (surtout pour les éléments au silicium). Ce qui pourrait entraîner une dissipation nettement différente dans chaque élément. De plus en ce qui concerne les transistors les paramètres sont plus nombreux que pour les diodes, ce qui tend à augmenter la différence entre les dissipations. On pourrait songer à trier les ballasts sur un grand nombre mais ce système est très coûteux, ne permet pas la maintenance et de plus il est très probable que les transistors appariés au départ ne le soient plus après un certain temps d'utilisation. De plus le tri n'est valable que pour un certain courant et à une certaine température. En fait la meilleure solution consiste à équilibrer artificiellement les courants. Le courant émetteur étant la somme des courants base et collecteur, en équilibrant les courants émetteur des deux transistors, on tend à équilibrer les dissipations de ces éléments. Comme l'indique la figure 109, on a placé une résistance en série avec chaque émetteur. Aux bornes de ces résistances on observera, en fonctionnement, des chutes de tensions correspondant

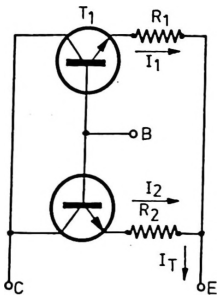


FIG. 109. — *Mise en place de résistances d'équilibrage des courants.*

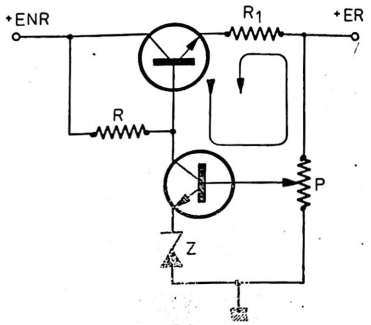


FIG. 110. — *Mise en évidence de la boucle de rétro-action.*

à la différence entre les deux ballasts. Ces différences seront telles que $I_1 = I_2$. R_1 sera égale à R_2, en pratique il s'agit d'une fraction d'ohm. Du fait que ces résistances doivent avoir une valeur suffisante pour être efficaces on peut craindre une augmentation de la résistance interne d'une alimentation qui utilise comme ballast le montage de la figure 109. Mais ce n'est pas très grave, il faut considérer R_1 et R_2 pratiquement en parallèle. La chute de tension aux bornes de ces résistances sera compensée par le système régulateur comme l'indique la figure 110 sur laquelle on n'a représenté qu'un transistor par esprit de clarté. On voit que R_1 est située dans la boucle de rétro-action ou de régulation représentée par la flèche (le sens de celle-ci est arbitraire et sans signification propre). On pourra alors fixer les deux transistors (ou plus si c'est nécessaire) sur le même refroidisseur puisqu'en principe les collecteurs sont reliés au boîtier. On obtiendra ainsi un bon équilibre thermique entre les deux éléments ce qui contribuera à équilibrer leurs dissipations.

PROTECTION DES RÉGULATEURS

Comme nous venons de le voir, il est essentiel que les divers semiconducteurs ne dissipent pas une puissance trop importante. Les divers montages (examinés) d'alimentations du type série ont un grave défaut : ils ne supportent généralement ni le court-circuit franc en sortie ni les surintensités, ceci à cause du phénomène de la régulation qui tend à ne pas vouloir que la tension de sortie s'abaisse alors même qu'elle débite un courant important. Le fusible étant inefficace, du fait de son temps de réponse trop grand nous allons examiner quelques systèmes qui permettent, s'ils sont bien réglés, la protection de l'ensemble de l'alimentation.

On peut distinguer deux grands types principaux :

— ceux dont la tension de sortie chute progressivement vers zéro dès qu'on dépasse le débit maximal que l'on s'est donné, ce sont les limiteurs ;

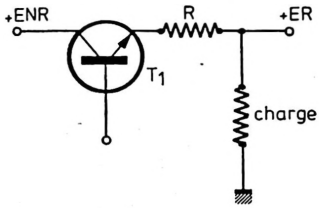


FIG. 111. — *Mise en place d'une résistance R dans le but de limiter le courant de court-circuit.*

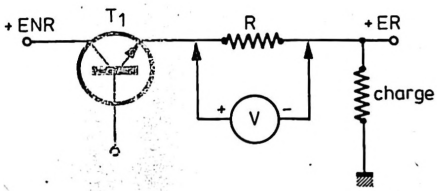


FIG. 112. — *Aux bornes de toute résistance mise en série avec l'alimentation, on recueille une tension dès que la charge consomme du courant.*

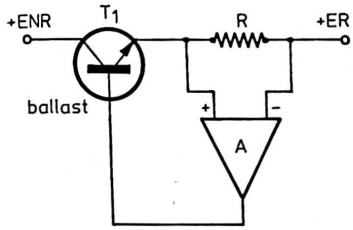


FIG. 113. — *La tension aux bornes de R peut être utilisée dans le but d'agir sur la conduction du ballast pour réaliser une limitation de courant avec R de valeur ohmique modeste.*

— ceux dont la tension de sortie et le courant de sortie deviennent nuls à l'instant même où le « seuil » est franchi, ce sont les disjoncteurs.

Il existe deux sortes de disjoncteurs. Dans un cas la tension de sortie réapparaît dès que le seuil du courant de sortie est franchi à l'envers, dans l'autre cas il est nécessaire de « réarmer » par un bouton poussoir pour que le montage retrouve sont état initial (état avant que l'on « exagère » le courant de sortie).

Limitation de courant

En principe pour limiter le courant de sortie, c'est-à-dire de court-circuit, à une valeur $I_{max.}$ il suffit d'intercaler en série avec la sortie une résistance R. La figure 111 représente un tel montage. Pour être efficace la valeur de R serait généralement très supérieure à la résistance propre de sortie de l'alimentation. De telle sorte qu'elle augmenterait considérablement la résistance interne, faisant perdre totalement les qualités de l'alimentation. Laissons R à sa place mais portons sa valeur à 0,1 Ω par exemple. Celle-ci ne gêne pratiquement pas le régulateur (surtout s'il comporte un amplificateur d'erreur). Faisons débiter l'alimentation, on relève une chute de tension, bien naturelle, aux bornes de R. Le point +ER sera négatif par rapport à l'émetteur du ballast comme le montre la figure 112. Cette chute de tension, qui augmente avec le courant consommé par la charge, peut être utilisée pour commander un système qui fera chuter la tension de sortie (c'est-à-dire supprimera l'effet stabilisateur de l'alimentation) à partir d'un certain seuil du courant qui passera dans R. Ce même courant passera dans la charge. La figure 113 représente le synoptique du système (le triangle est un amplificateur différentiel, symétrique ou non).

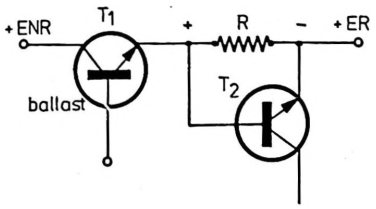


FIG. 114. — *Dès que la tension aux bornes de R atteindra la tension base-émetteur de T_2 ce dernier conduira.*

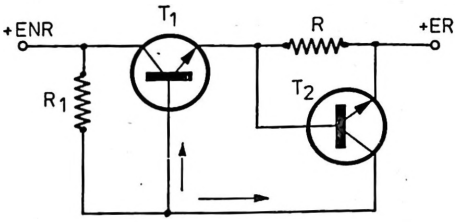


FIG. 115. — *Le collecteur de T_2 absorbe tout ou partie du courant apporté par R_1 et destiné à la base de T_1 dès que le courant en sortie dépasse la valeur déterminée par R.*

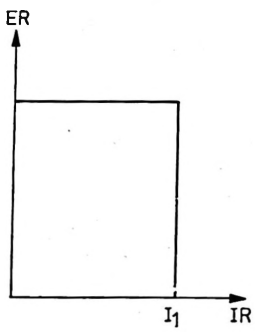


FIG. 116. — *Allure théorique de la limitation en courant, dite rectangulaire apportée par le montage de la figure 115.*

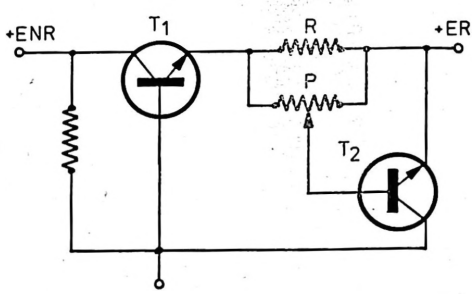


FIG. 118. — *Il est malaisé d'ajuster R si celle-ci fait une fraction d'ohm. Ce montage permet un règlage facile de la limitation.*

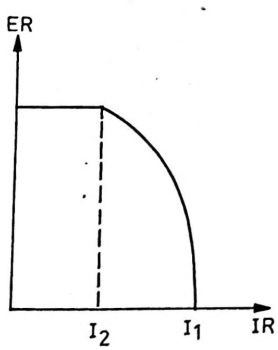


FIG. 117. — *Allure pratique de la limitation à caractéristique rectangulaire. On note le coude très important.*

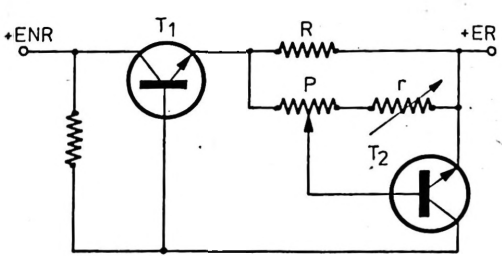


FIG. 119. — *Souvent P est accessible en façade et il peut être dangereux pour l'alimentation en court-circuit que le curseur de P soit au potentiel de l'émetteur car le courant ne serait pas limité. La résistance ajustable r est réglée pour que le curseur de P étant complètement à droite, l'alimentation ne craigne pas les court-circuits.*

La figure 114 montre schématiquement comment on peut commander un transistor. Lorsque la chute de tension aux bornes de R atteint environ 0,6 V, T_2 se met à conduire (si son collecteur est correctement polarisé bien entendu).

La figure 115 représente une réalisation pratique de limitation du courant de sortie d'une alimentation. T_1 est le ballast alimenté par R_1. On n'a pas représenté l'amplificateur d'erreur ou la référence pour simplifier l'ensemble. Le fonctionnement du montage est le suivant. Lorsqu'on débite en sortie ER la tension aux bornes de R augmente lorsque celle-ci atteint le seuil de conduction de T_2, celui-ci devient de plus en plus conducteur entre émetteur et collecteur. Son collecteur dérive et absorbe le courant apporté par R_1 et destiné à la base de T_1. Si la conduction de T_2 est parfaite (saturation) tout le courant de R_1 passe par ce transistor et T_2 ne conduit plus, ce qui réduit à zéro la tension de sortie. La forme théorique de la limitation apportée par ce système est donnée en figure 116. Elle montre que dès que l'on a dépassé un seuil de I_R (courant de sortie) déterminé par la valeur de R, comme en aucun cas le courant de sortie ne pourra dépasser cette valeur, la tension de sortie chute vers zéro puisque la puissance est une constante. En réalité la transition n'est pas brutale en raison de la conduction progressive de T_2 et l'on a réellement la caractéristique dite également « rectangulaire » de la figure 117. On observe alors un large coude ce qui a pour conséquence que si l'on veut une tension stable (non affectée par le système de limitation) jusqu'à I_2, on devra régler le courant de court-circuit de la sortie à I_1 (l'ampèremètre étant alors directement connecté en parallèle sur la sortie). C'est pratiquement le seul inconvénient du limiteur, tel qu'il est réalisé sur la figure 115.

Il se peut que la tension aux bornes de R soit trop élevée ou que l'on désire régler le seuil de limitation. Il est alors peu souple de faire varier R. En effet celle-ci doit « conduire » tout le courant allant à la charge et il ne serait pas prudent de la remplacer par un modèle variable (de dissipation suffisante bien entendu). On pourrait alors craindre une interruption du circuit au niveau du « curseur ». De plus faire varier R ne peut facilement se transposer sur la « face avant » d'une alimentation quand on connaît la dissipation que cette résistance doit supporter dans la plupart des applications.

La figure 118 représente le montage. Un potentiomètre P est monté en parallèle avec R. La valeur de celui-ci devra être cent fois supérieure à celle de R. Une bonne valeur est 100 Ω. On calculera aisément sa dissipation qui devra ainsi être très faible afin d'éviter un modèle bobiné. En effet ceux-ci entraînent souvent pour des modèles « ordinaires » des contacts qui engendrent une instabilité de la tension de sortie lors de petites vibrations. De plus leur variation d'une « spire » à l'autre est souvent insuffisamment progressive. Tel qu'il est réalisé ce montage présente un inconvénient lorsque le curseur de P se trouve réglé à l'extrémité droite (c'est-à-dire en contact avec +ER), la base et l'émetteur de T_2 sont en court-circuit et le système ne détecte plus aucune chute de tension présente aux bornes de R. Dans cette position l'alimentation n'est plus protégée. La figure 119 montre l'interposition d'une résistance ajustable « r » qui oblige le système à protéger l'ensemble pour un maximum de courant (que l'alimentation peut supporter) déterminé par le réglage de « r ». De même on pourrait mettre une autre résistance dans l'autre branche du potentiomètre qui limiterait la

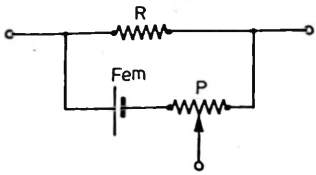


FIG. 120. — *Lorsqu'on veut limiter à un faible courant, le V_{be} du transistor T_2 des figures précédentes conditionne la valeur de R qui pourrait être importante, ce qui peut dégrader la régulation. Il pourrait être intéressant d'annuler le V_{be} par une contre tension.*

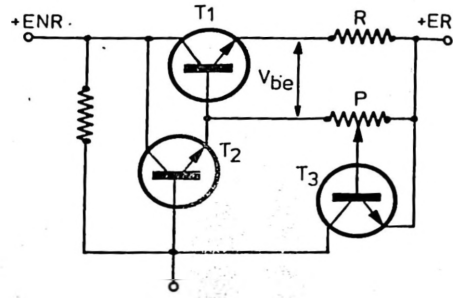


FIG. 121. — *La contre tension évoquée et symbolisée à la figure précédente pourra tout simplement être le V_{be} du ballast T_1.*

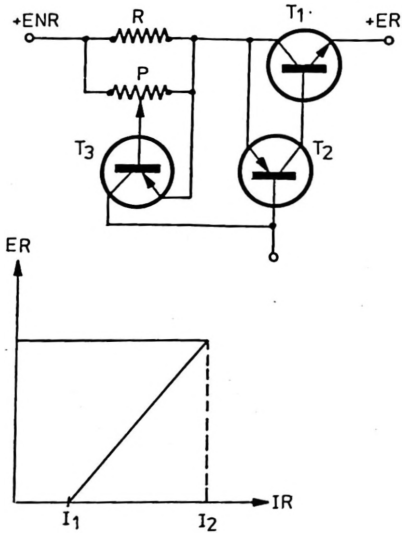


FIG. 123. — *Allure théorique de la limitation dite à rabattement, à retournement, ou à caractéristique triangulaire.*

FIG. 122. — *Limitation Amont évitant l'effet de R sur la régulation lorsque l'alimentation ne comporte pas d'amplificateur d'erreur.*

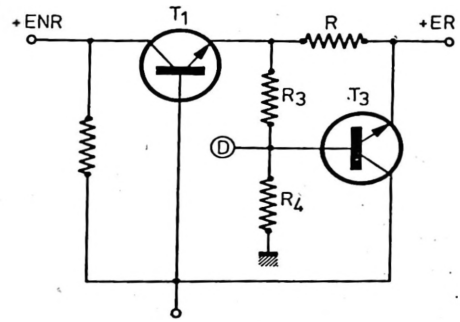


FIG. 124. — *Montage permettant la limitation à caractéristique triangulaire.*

valeur minimale du courant que l'on veut débiter. Ce montage n'aura d'utilité que dans des cas bien précis où l'on craindra une réaction (de la forme accrochage) lorsque le curseur de P est à l'émetteur de T_1.

On a vu que R devait avoir une valeur suffisante si l'on voulait limiter à un courant faible. Dans ces conditions il se peut que R soit trop grande et « gène » la régulation surtout s'il n'y a pas d'amplificateur d'erreur, dans ce cas R serait directement à ajouter à la résistance interne de l'alimentation. Il serait donc intéressant de disposer d'une tension plus grande. La solution de la pile insérée

comme sur la figure 120 résoud le problème mais n'est pas applicable cela s'entend. Une solution est donnée en figure 121. Dans la plupart des cas on se doit de mettre en œuvre un ensemble Darlington pour le ballast. Ici on ajoute constamment à la tension produite aux bornes de R, par le courant débité en sortie, le V_{be} du transistor de puissance T_1. Toutes choses égales par ailleurs on pourra donc prendre R plus faible qu'auparavant. Bien sûr on objectera que le V_{be} n'est pas constant, sa valeur peut aller de 0,5 V à près de 1 V à fort courant. La plupart du temps on supportera très bien ce petit inconvénient car il résoud d'autre part un autre problème. Simplement on ne pourrait graduer P de façon linéaire.

Comme nous l'avons dit plus haut, la présence de R peut être gênante pour des montages ne mettant pas en œuvre un amplificateur d'erreur. Dans ce cas la chute de tension aux bornes de la résistance n'est pas compensée par le système régulateur. On aura alors avantage à prévoir le montage de l'ensemble de limitation en amont du ballast. La valeur de R (ne pas exagérer) ne gênera pas le régulateur et les performances ne seront pas troublées. La figure 122 montre comment on peut envisager cette modification. T_3 est alors un PNP et l'ensemble ballast doit être équivalent à un PNP de puissance, ce qui implique que T_2 soit de cette même polarité. Dans une telle réalisation il n'est pas utile d'augmenter artificiellement (comme sur la figure 121) la tension présente aux bornes de R puisque la valeur de cette résistance peut être plus importante (quelques ohms tout au plus). De toute façon ce ne serait pas possible avec seulement T_1 et T_2. Dans tous ces montages, comme dans les suivants d'ailleurs un échauffement du « transistor limiteur » se traduira par une variation du courant de limitation. Il faudrait mettre en œuvre un montage différentiel qui se justifie très peu car lorsqu'on augmente par trop le nombre des composants d'un régulateur il est préférable comme nous le verrons plus loin de recourir à des circuits intégrés.

Les montages de limitation de courant présentent un inconvénient pour le ballast. Lorsque la sortie est mise en court-circuit celui-ci supporte le produit du courant I_1 (supérieur au courant de travail) par ENR. Il est possible que ce transistor ne puisse le supporter. En effet si nous désirons un courant I_2 de travail (fig. 117) égal à 1 A, nous aurons dû régler I_1 à presque 2 A comme l'expérience le prouve. Dans ces conditions si ENR fait 40 V et que la sortie est en court-circuit, le ballast aura pratiquement 80 W à dissiper, ce qui peut être prohibitif comme nous l'avons vu dans le chapitre correspondant. Il serait alors intéressant que le courant de court-circuit soit notablement inférieur au courant maximal débité avant action du limiteur. La figure 123 montre l'allure désirée de la variation de ER et du courant débité. On voit que la position de I_1 et de I_2 a changé. On nomme cette caractéristique « rabattement » ou « retournement ». Le fonctionnement doit être tel que dès que l'on dépasse I_2 (qui est le courant de travail), la tension chute ainsi que le courant de telle façon que le courant de court-circuit I_1 ne soit plus qu'une fraction de I_2. Dans ces conditions la dissipation du ballast pourra être moins importante en court-circuit, qu'en charge normale. Comment réaliser un circuit qui répond à de telles caractéristiques.

Examinons le montage de la figure 124. La base du « transistor limiteur » de courant n'est plus reliée directement à l'émetteur du ballast comme sur la figure 115 mais au point D sur un diviseur de tension R_3-R_4 monté entre la sortie + ER et la masse. La tension appliquée entre base et émetteur de T_3 est donc

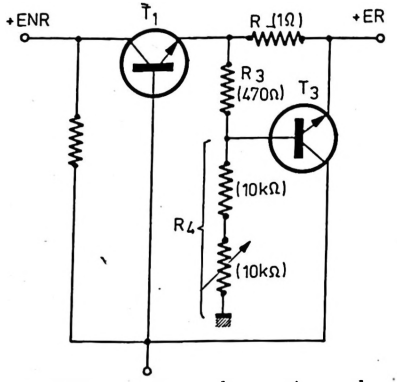


FIG. 125. — *Exemple pratique du montage de la figure 124.*

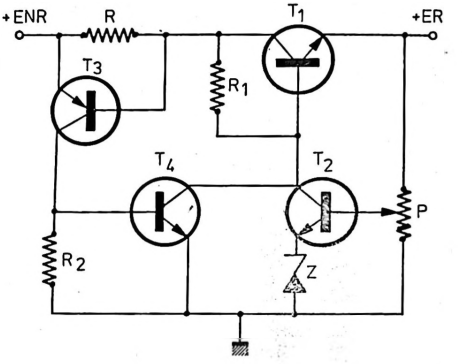


FIG. 126. — *Une autre réalisation de limiteur à caractéristique rectangulaire.*

la différence entre la chute de tension aux bornes de R et celle présente aux bornes de R_3. Cette dernière tension est une fraction constante de la tension ER égale à R_3/R_3+R_4. Nommons la tension aux bornes de R, V_R et celle présente aux bornes de R_3, V_{R_3} et prenons des exemples pratiques. Supposons ER = 20 V, I_2 = 2 A et I_1 = 0,6 A. Prenons R = 1 Ω et un rapport $R_4/R_3 \simeq 14$. On peut connaître facilement V_{R_3}. $V_{R_3} = (R_3/R_3+R_4)$ ER.

Si $R_4 \simeq 470\ \Omega$ et $R_3 \simeq 39\ \Omega$, $R_4/R_3 \simeq 14$. Dans ces conditions $V_{R_3} \simeq (39/39+470)\ 20 \simeq 1{,}4$ V. Lorsque le courant dans R est inférieur à I_2 c'est-à-dire à 2 A, V_R est inférieure à 2 V. Donc tant que V_R ne dépasse pas cette valeur, T_3 reste bloqué et ER = 20 V. Dès que V_R dépasse 2 V, I_2 ayant dépassé 2 A, T_3 commence à conduire et ER diminue, V_{R_3} diminue aussi ce qui tend à faire encore plus conduire T_3. Lorsque ER est tombé à zéro V_{R_3} = zéro et V_R doit faire 0,6 V pour que T_3 reste conducteur. Donc le courant en sortie tombera à 0,6 V/1 Ω = 0,6 A. C'est T_3 lui-même qui permet en attaquant T_1 que V_R reste à 0,6 V quand la sortie est court-circuitée afin qu'il reste conducteur. Dès que le courant demandé par la charge à ER tombe en dessous de 0,6 A, T_3 se bloque et ER peut remonter à 20 V. Le phénomène est automatique. Son seul inconvénient est de nécessiter une chute de tension maximale dans R d'autant supérieure à 0,6 V que l'on désire $I_1 < I_2$. Dans l'exemple ci-dessus il a fallu accepter 2 V, ce qui est important. On ne pourra donc mettre en œuvre ce système que si l'alimentation comporte un amplificateur d'erreur. Pratiquement on peut réaliser ce montage comme l'indique la figure 125. Les indications entre parenthèses sont des exemples pratiques donnant un ordre d'idée de la valeur des éléments.

La figure 126 donne un autre exemple de limiteur à caractéristique rectangulaire. Elle a l'avantage de mettre R en amont du régulateur mais a l'inconvénient de nécessiter un transistor supplémentaire T_4. Ce limiteur a été adapté à un montage régulateur très classique. Lorsque le courant débité par l'alimentation est tel que la tension aux bornes de R atteint 0,6 V, le transistor T_3 se met à conduire. De ce fait son courant collecteur prend une certaine valeur et l'on observe une chute de tension aux bornes de R_2 ce qui entraîne la conduction de

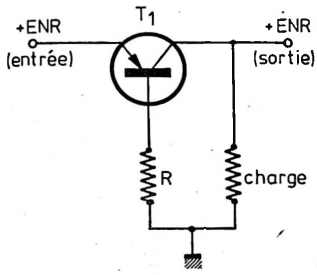


FIG. 127. — *Une limitation individuelle simple, T_1 est saturé tant que la charge ne consomme pas plus qu'un certain seuil.*

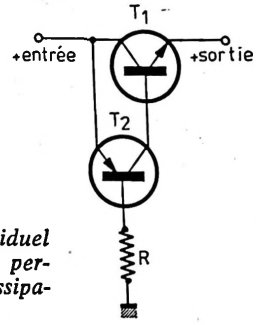


FIG. 128. — *Limiteur individuel à amplificateur de courant permettant une plus faible dissipation de R.*

T_4. Celui-ci court-circuite alors T_2 et dérive à la masse le courant délivré par R_1. La tension de sortie tend à s'annuler. La tension de sortie baisse comme augmente le courant dans R. Bien sûr le courant dans T_4 devra être en rapport avec sa dissipation maximale.

Lorsqu'on examine les divers schémas de limiteurs, on constate que ceux-ci sont indissociables du régulateur lui-même. Il peut être intéressant de réaliser des montages de même fonction mais indépendants. Du fait de leur technologie ceux-ci introduiront forcément une chute de tension approchant du volt de sorte que l'on devra pratiquement toujours les placer en amont du régulateur. Le seul inconvénient de ces éléments est de nécessiter un transistor de puissance supplémentaire de la taille du ballast que l'on met en œuvre dans le stabilisateur.

La figure 127 indique une première réalisation, d'ailleur très simple puisqu'elle ne nécessite qu'un transistor de puissance et une résistance. Le courant base est voisin de ENR d'entrée divisée par R. Si R est suffisamment faible et qu'on ne consomme pas en sortie un courant supérieur à βx (U/R), le transistor reste saturé. Il se comporte donc pratiquement comme un court-circuit entre son émetteur et son collecteur, ENR sortie est pratiquement égale à ENR entrée et le courant dans le transistor peut être élevé sans que sa dissipation soit importante puisque la tension à ses bornes est alors faible. Dès que l'on veut dépasser le courant déterminé plus haut, le transistor cesse d'être saturé puisque son courant base « étant le même », sa résistance de charge collecteur diminue. Il faudrait que I_b augmente mais cela n'est pas possible puisque ENR ne peut que diminuer si la consommation augmente (n'oublions pas que lorsqu'on débite sur une source non stabilisée sa tension s'abaisse). A ce moment la résistance équivalente entre émetteur et collecteur augmente, limitant le courant fourni au régulateur. Dans ce même temps la dissipation du « transistor limiteur » augmente beaucoup puisqu'il « passe » un courant qui n'est pas négligeable sous une différence de potentiel émetteur-collecteur importante. On le munira donc d'un radiateur en conséquence. A partir de cet instant le régulateur ne peut plus effectuer son travail et ER chute vers zéro pendant que le courant est limité à une valeur déterminée par R. On diminuera considérablement la dissipation dans R en mettant en œuvre un montage amplificateur de courant à transistors complémentaires comme le montre la figure 128. Avec ce montage T_1 pourra être par exemple un 2N3055, T_2 un 2N2905 et la valeur de R aura augmenté puisqu'on doit tenir compte du gain apporté par T_2.

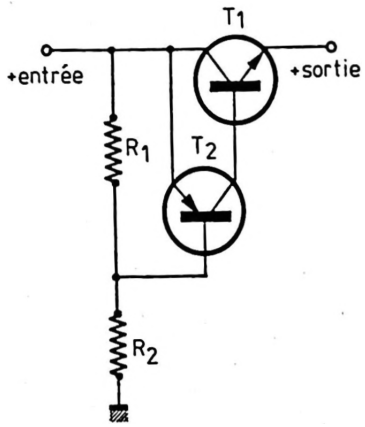


FIG. 129. — *Le pont R_1-R_2 permet une légère amélioration quant à la détermination de R_2.*

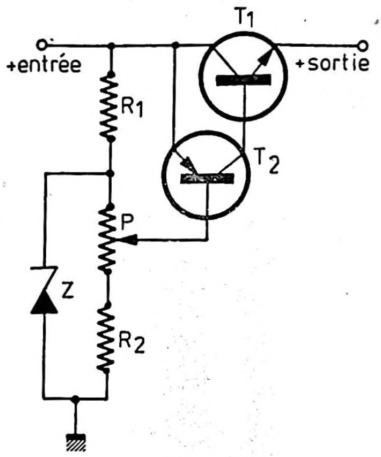


FIG. 130. — *Amélioration du montage de la figure 129.*

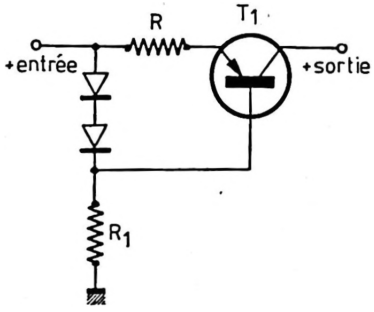


FIG. 131. — *Ce montage n'est qu'une source de courant comme nous l'avons vu plus haut, le courant de sortie étant limité par R.*

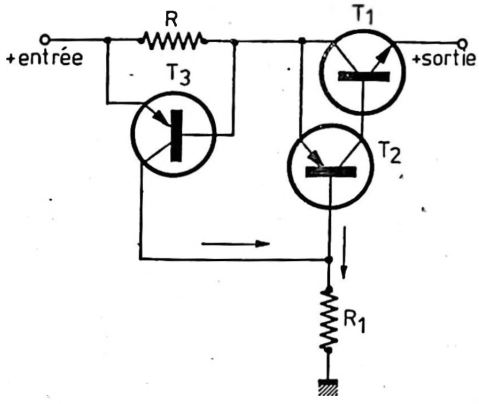


FIG. 132. — *Limiteur autonome de grande souplesse. T_3 commande la limitation et dérive le courant apporté par R_1, ainsi le courant de sortie est limité.*

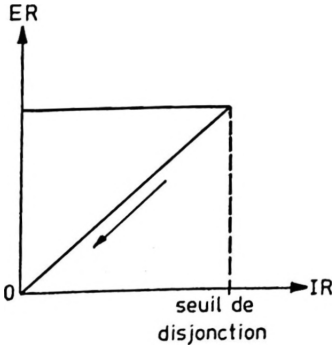


FIG. 133. — *Allure de la caractéristique de disjonction.*

Ce montage, à un ou deux transistors, présente un inconvénient : la détermination précise de R. En effet, celle-ci dépend exactement du gain réel, mesuré dans les conditions de travail, du (ou des) transistor(s) (on considère que ENR entrée ne varie pas). Cela nécessite l'expérimentation car tout le monde sait que le gain des transistors, en particulier ceux au silicium, est très différent d'un échantillon à l'autre du même modèle. De plus, la valeur ajustée de R dépendra fortement de la température (le gain augmente avec celle-ci). Ces montages auront donc tendance à l'emballement thermique dès que la température s'élève un peu trop, et en cas de maintenance du (ou des) transistor(s) on devra réajuster R.

En remplaçant celle-ci par un pont de polarisation, on diminue ces inconvénients et le gain de l'ensemble est défini (figure 129). La maintenance sera donc plus aisée. On remplacera avantageusement R_1 et R_2 par un potentiomètre, comme l'indique la figure 130. On a de plus stabilisé par R_1 et la zener la tension de pont vis-à-vis de ENR. P sert à régler le courant maximal délivré par l'ensemble et R_2 a un rôle de sécurité, celui de limiter le courant base à une valeur acceptable.

La figure 131 représente un autre montage limiteur dérivé du générateur de courant constant. La tension aux bornes de R est environ celle d'une des diodes soit 0,7 V. Considérant que le courant collecteur est égal au courant émetteur, le courant en sortie sera limité par R de telle façon que si $R = 0{,}7\ \Omega$ le courant collecteur ne pourra dépasser 1 A. La valeur de R_1 sera calculée pour que le transistor soit saturé lorsque l'on débite en sortie un courant inférieur au seuil précité, dans ce cas T_1 est pratiquement en court-circuit et le courant total n'est limité que par sa résistance équivalente en série avec R. En fait dès que le courant demandé par la sortie augmente, T_1 se désature mais conduit encore. Dès que la tension aux bornes de R atteint environ 0,7 V, la résistance émetteur-collecteur du transistor augmente, limitant le courant de sortie. Ce montage ne pose pas de problèmes dus à l'élévation de température. De plus il n'y a pas à ajuster R_1 mais R. En effet R_1 ne détermine pas le courant maximal en sortie. On la calculera de façon que T_1 reçoive toujours un courant suffisant pour sa base et les diodes lorsque la sortie débitera son maximum (court-circuit).

La figure 132 représente un montage de limiteur indépendant très analogue à des régulateurs protégés des surintensités décrits plus haut. Le principe de fonctionnement en est le suivant. R_1 est choisie suffisamment petite pour que l'ensemble T_1-T_2 soit saturé dans toutes les conditions de débit (même le court-circuit) lorsque R et T_3 sont absents. Dès que le débit est suffisant, la tension aux bornes de R monte à 0,6 V et T_3 se met à conduire. De ce fait il dérobe de plus en plus à la base de T_2 le courant fourni par R_1. D'une autre façon, T_3 se met en court-circuit (dépend du courant dans R) et rapproche la base de T_2 du potentiel de son émetteur donc fait moins conduire ce transistor ce qui fait chuter la tension de sortie et limite donc le courant émetteur de T_1.

Disjonction

On rappelle qu'en cas de disjonction la tension de sortie et le courant de sortie tombent immédiatement à zéro ce que représente la caractéristique de la figure 133 dite « triangulaire ». Ce phénomène intervient dès que le courant de sortie dépasse

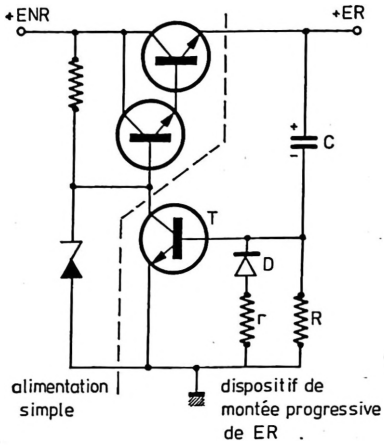


FIG. 134. — *Dispositif de montée progressive de la tension de sortie.*

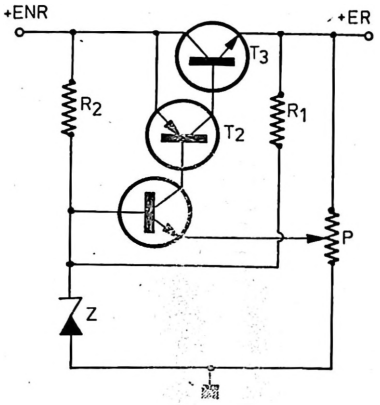


FIG. 135. — *Si R_2 est grande et que R_1 est la résistance qui alimente normalement la diode zener, en cas de court-circuit, le seul courant alimentant la diode sera celui amené par R_2 et si celle-ci est bien ajustée la tension de sortie et le courant de sortie chuteront à zéro lors d'un court-circuit en sortie régulée.*

un certain seuil. Suivant la réalisation on restera dans l'état zéro tant que l'on n'aura pas réarmé par un bouton poussoir (par exemple), ou, la tension de sortie réapparaîtra dès que le courant demandé par la résistance équivalente descendra à une valeur inférieure au seuil de disjonction. Avant de donner des exemples de réalisation pratique d'un disjoncteur il est nécessaire de dire quelques mots quant à son utilisation. Pour cela, supposons que celui-ci soit réglé à 1 A le montage alimenté (charge) ne devant pas dépasser cette valeur du courant en fonctionnement normal. Supposons encore, et on verra que c'est souvent le cas dans la pratique, que la charge ait une composante capacitive importante. Il est pratiquement certain de voir disjoncter le système à la mise sous tension en raison de la charge brutale des capacités. La seule possibilité d'utilisation du disjoncteur est donc de réaliser une montée progressive de la tension de sortie de l'alimentation. Dans ce cas les capacités se chargeront progressivement et le disjoncteur n'agira pas si l'ensemble est bien calculé. La figure 134 donne une solution pour réaliser une montée progressive de ER dans le cas d'un régulateur très simple mais adaptable à tous les montages stabilisateurs de tension. Dès qu'il apparaît une tension (à la mise en route) en sortie ER, C se charge à travers R et la jonction émetteur base de T, rendant celui-ci conducteur. En effet au départ le condensateur n'étant pas chargé se comporte en court-circuit dont la résistance augmente au fur et à mesure de sa charge. La conduction de T fait baisser la tension base de l'ensemble ballast. (En l'occurrence ici la tension zener) ce qui fait baisser la tension de sortie. Le phénomène cumulatif empêchant à la tension ER de monter plus vite que la charge de C. Pendant ce temps C se charge. La conduction de T décroît alors

progressivement laissant ainsi la tension ER monter de la même façon. Lorsque la tension base-émetteur de T devient trop faible (charge suffisante de C) on peut le considérer comme supprimé et la tension de sortie est à sa valeur nominale. On peut donc par un choix judicieux de R et C définir la vitesse de montée de la tension de sortie (en volts par secondes). La diode D sert à décharger C rapidement lorsqu'on éteint l'appareil. Sinon, si la remise en route s'effectuait avant que le condensateur soit déchargé, on ne pourrait bénéficier de la montée progressive de la tension de sortie et le disjoncteur se mettrait au travail. « r » sert à limiter le courant dans la diode D lors d'un court-circuit de ER. On pourra mettre en œuvre ce système dans le cas bien particulier de l'alimentation d'un amplificateur équipé d'un condensateur de forte valeur pour la liaison haut-parleur. Dans ce cas, si aucune précaution de construction n'a été prise, on entend à la mise en route de l'amplificateur un claquement très sec dans les haut-parleurs qui n'apprécient pas d'ailleurs de servir à charger le condensateur en question. Avec la montée progressive le « clac » disparaît puisque toutes les capacités se chargent progressivement. On évite ainsi une surcharge des transistors de sortie.

Comment réaliser un disjoncteur ? On envisagera tout d'abord les disjoncteurs à réarmement automatique, c'est-à-dire qu'il n'est pas nécessaire d'appuyer sur un bouton poussoir pour qu'ils retrouvent leur état initial lorsqu'ils ont été mis en service lors d'un débit trop important. Généralement dans ces dispositifs, la tension de sortie ne descend jamais tout à fait à zéro, c'est d'ailleurs ce qui leur permet de démarrer d'eux-mêmes.

La figure 135 en donne un exemple très simple. Supposons l'absence de R_2. En première approximation, on peut dire que la base de T_1 étant maintenue constante par la diode zener, le système stabilise correctement. Mais on constate que la référence est alimentée par R_1 à partir de la sortie ER. A la mise en route le ballast ne pourra conduire si la diode zener n'est pas alimentée. Elle ne le sera pas car le courant de fuite de T_1 est très faible. Il faut donc fournir (à la mise en route) un courant minimal pour la zener. Ce sera le rôle de R_2. De plus on s'arrange pour faire travailler T_1 à très faible courant collecteur supprimant la résistance dont nous avions conseillé l'utilisation et qui reliait + ENR et le collecteur de T_1 (et la base de T_2). T_1 sera donc un modèle spécial gardant un gain important à très faible courant collecteur (le 2N2484 convient très bien). R_1 est calculé pour fournir le courant nominal nécessité par la diode zener pour un bon fonctionnement (souvent 5 à 20 mA suivant les modèles). On aura avantage à mettre en œuvre une diode qui fonctionne à faible courant. Ainsi R_2 fournira à la zener un courant faible nettement inférieur au courant minimal, mais qui permet un début de conduction de celle-ci de façon à faire « démarrer » le système régulateur. En cas de débit exagéré demandé par la charge, la tension de sortie tend à diminuer donc le courant dans R_1 baisse, sous-alimentant la diode zener. Ainsi plus le courant augmente plus la tension de sortie ER baisse. Au-delà d'une certaine valeur ou même d'un court-circuit franc, la référence n'est plus alimentée par R_1 et si l'on s'est arrangé pour que la tension zener soit à 1 V par exemple lorsque R_2 alimente cette diode, la tension de sortie sera très faible, proche de la tension zener. On ne débitera donc presque pas et sous une tension presque nulle, ce que représente la figure 136. Ce montage, très efficace demande un réglage expérimental assez pointilleux et se prête peu à la maintenance, c'est sans doute

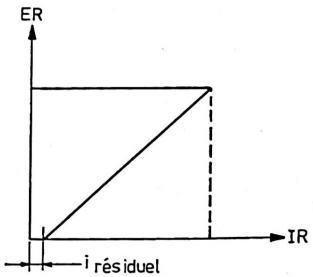


FIG. 136. — *Allure de la tension de sortie du montage de la figure 135.*

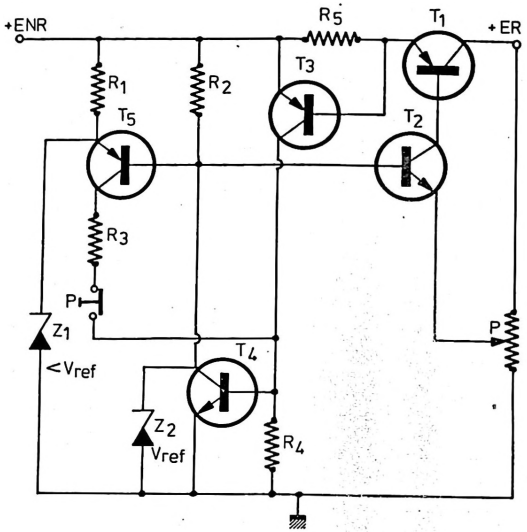


FIG. 137. — *Régulateur complet avec disjoncteur à bascule complémentaire.*

ce qui explique qu'on ne le voit jamais dans les schémathèques des constructeurs de matériel électronique. Un disjoncteur doit comporter un système bistable à action irréversible. Ce pourra être un bistable à transistors ou même à thyristor. Le relais, ainsi que les disjoncteurs électromécaniques ne nous semblent pas apporter une réelle sécurité de l'alimentation du fait de leur temps de réponse trop important (du moins pour des modèles de prix abordable). La figure 137 donne le schéma d'un premier montage de « vrai » disjoncteur. T_1, T_2, R_2, Z_2 et P représentent le montage régulateur proprement dit. Lorsque le courant dans R_5 est tel que la chute de tension atteint environ 0,6 V, T_3 conduit et la chute de tension aux bornes de sa charge de collecteur R_4 fait conduire de la même façon T_4, ce qui fait baisser la tension de sortie vers zéro si le courant dans R_5 le permet. C'est le montage limiteur représenté sur la figure 126. Mais en plus on a ajouté le transistor T_5 et son circuit associé. Comme, l'indique le schéma (fig. 137) on a choisi la tension de la diode Z_1 légèrement inférieure à la référence par Z_2. De cette façon lorsque l'alimentation régule normalement, la jonction base-émetteur de T_5 est polarisée en inverse ce qui bloque totalement ce transistor, son courant collecteur est alors nul (on se méfiera d'une tension inverse trop élevée). Donc aucun courant ne circule dans R_3, ce qui assure que T_4 restera bloqué. Supposons que le courant dans R_5 soit tel que T_4 court-circuite partiellement la référence générée par la diode Z_2. Dès que la tension de cette diode sera de 0,6 V inférieure à celle de Z_1 le transistor conduira, auto-alimentant la base de T_4 avec un courant suffisant (fourni par R_3) pour le saturer. Puisque + ENR et la masse sont toujours présents T_5 restera indéfiniment conducteur, saturant T_4. Ainsi dès que le courant dans R_5 dépasse un certain seuil le système s'amorce et T_5 prend en quelque sorte la relève de T_3. Il faudra couper momentanément par le poussoir P, l'automaintient de T_4, pour que l'alimentation soit revenue dans son état initial, si le courant dans R_5 est inférieur au seuil du disjoncteur.

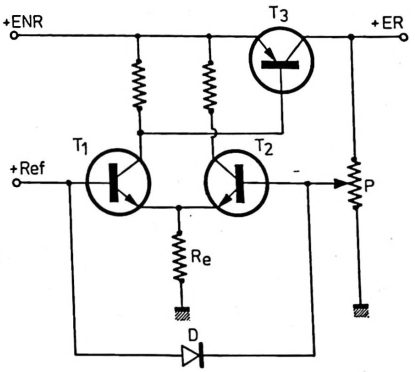


FIG. 138. — *La diode D interdit à la base de T_1 de devenir trop positive par rapport à la base de T_2 lors d'un court-circuit.*

Ce montage présente la caractéristique de la figure 133 avec bien sûr un coude à la partie droite du triangle due à la partie limitation du montage (entre le moment que met la tension de Z_2 pour devenir suffisamment inférieure à celle de Z_1). Notons que si P reste au travail (contacts en l'air) alors que la sortie de l'alimentation est en court-circuit par exemple, T_5 ne sature pas T_4 et seule la limitation de courant donnée par T_3 et T_4 est à prendre en compte. On prendra donc pour bouton-poussoir impérativement un modèle offrant une rupture brusque et courte même lorsque le doigt reste appuyé sur celui-ci. L'alimentation supportera vraisemblablement la surcharge qui ne durera que le temps de travail du poussoir.

Il peut être intéressant de remplacer P par un interrupteur, on passera ainsi d'une protection par disjonction à une protection par limitation, ce qui peut rendre de grands services lors de l'alimentation de charges dont le terme capacitif est important (voir plus haut). On pourra remplacer en partie R_3 par une lampe à incandescence ce qui permettra de connaître l'état du disjoncteur. En effet on peut avoir à se poser la question : est-on en limitation ou en disjonction. Il convient maintenant de mettre en œuvre une disjonction dans le cas particulier de l'amplificateur d'erreur symétrique. Dans ce type de régulateur (fig. 138) lorsque le débit en sortie devient exagéré la tension de sortie diminuant (plus de régulation), la base de T_2 devient très négative par rapport à celle de T_1. Dans ces conditions la dissipation du ballast peut devenir telle que ce transistor soit détruit. En plaçant la diode D comme représenté sur la figure 138, il devient impossible que la base de T_2 devienne plus négative de 0,7 V que celle de T_1. Si donc la tension de sortie, donc la tension base de T_2 tombe au potentiel de la masse par suite d'un court-circuit, la tension base de T_1, donc celle de la référence tombe à 0,7 V au-dessus du potentiel de la masse (c'est-à-dire pratiquement à zéro). S'il n'y a pas de différence de potentiels entre les bases (0,7 V), il n'y aura pas de différence de potentiels entre les collecteurs de T_1 et T_2. Donc le ballast T_3 n'est plus alimenté et la tension de sortie tombe à zéro. Ce dispositif simple en apparence ne tient pas compte de la dissipation des divers éléments au moment du court-circuit, il n'est donné qu'à titre indicatif et c'est le seul montage que nous n'ayions pas effectivement expérimenté, il fait partie des disjoncteurs à réarmement automatique.

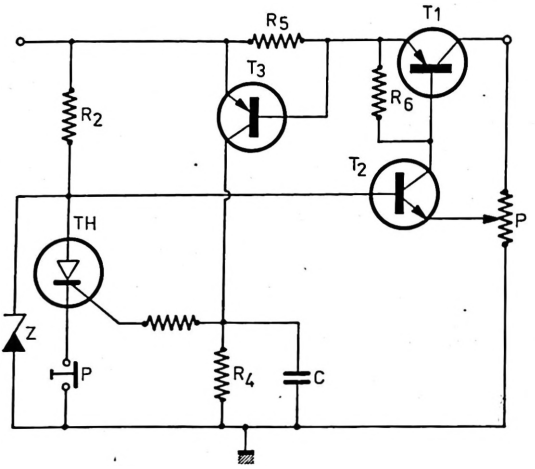


FIG. 139. — *Disjoncteur à thyristor.*

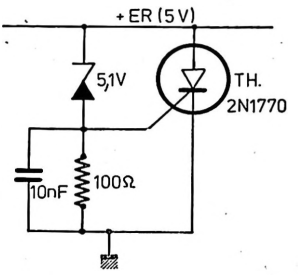


FIG. 140. — *Montage interdisant à ER de dépasser la tension nominale. Cet ensemble doit être précédé d'un limiteur ou d'un disjoncteur.*

Un bon disjoncteur est celui de la figure 139. Sa réalisation a été inspirée de la figure 137, mais on voit que grâce à l'utilisation d'un thyristor, de très faible puissance d'ailleurs, sa réalisation est simplifiée. Le rôle du poussoir P et ses exigences sont les mêmes que dans la figure citée. Ce montage ne peut fonctionner qu'en disjoncteur et en cas où P resterait au travail, c'est-à-dire les contacts « en l'air » l'alimentation ne serait plus protégée, c'est son seul inconvénient. Son avantage étant la simplicité. Lorsque le courant dans R_5 est suffisant, T_3 commence à conduire produisant une chute de tension dans R_4. A partir d'un certain seuil du courant dans R_5, c'est-à-dire de la tension aux bornes de R_4, le thyristor s'amorce et devient un « court-circuit » entre anode et cathode. On arrive alors à des temps de réponse très brefs. En réalité la tension de sortie ne tombera pas tout à fait à zéro du fait de la chute de tension anode-cathode du thyristor qui est plus importante que la chute de tension correspondante d'un transistor. Pour que le phénomène ne soit pas gênant il faut que la tension de référence soit grande devant cette chute de tension ainsi pratiquement ER sera égale à zéro en cas de surcharge. On a mis en place un condensateur de faible valeur (10 nF) entre gâchette et cathode de façon à éviter un déclenchement intempestif du disjoncteur. En effet la sensibilité d'un thyristor peut être telle qu'un simple parasite peut le déclencher.

Protections diverses

Lorsqu'on alimente des circuits logiques, il peut être catastrophique pour les différentes « portes » que l'alimentation dépasse 5,25 V. Il peut être intéressant d'empêcher l'alimentation d'atteindre cette valeur. En principe l'alimentation stabilisée est là pour ça mais lorsqu'on envisage le prix que peuvent coûter un grand nombre de circuits logiques et les erreurs de calcul engendrées par un défaut d'alimentation on pense alors que ce système pourrait être utile. La figure 140

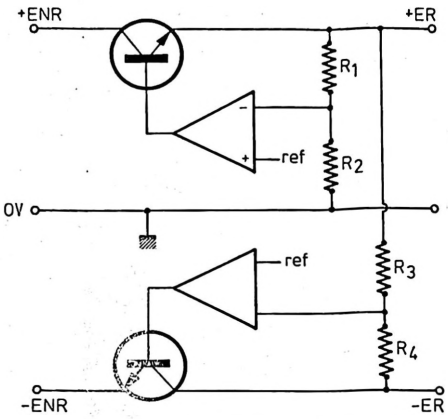


FIG. 141. — *Il est des cas où il est impératif que l'alimentation positive apparaisse avant la source négative. Ce montage répond à ce souci.*

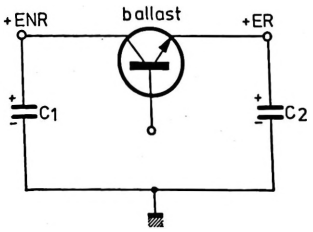


FIG. 142. — *Après avoir éteint une alimentation venant de fonctionner à vide, il se peut, si C_2 a une valeur importante, que le potentiel en ER soit encore fortement positif après quelques secondes. A ce moment si l'on remet l'appareil en service et que C_1 s'est déchargé plus vite que C_2 on risque de trouver une tension inverse plus ou moins importante aux bornes du ballast, ce qui peut le détruire.*

donne un exemple pratique de réalisation. Tant que le « 5 V » n'atteint pas 5,1 V la diode zener ne conduit pas et le système régule normalement. Dès que + ER dépasse 5,1 V la diode conduit et fournit le complément au thyristor qui s'amorce et met alors la sortie de l'alimentation en court-circuit. Celle-ci devra être munie d'un disjoncteur qui signalera qu'il y a défaut. On préservera ainsi la vie des circuits logiques et on évitera en partie les erreurs que ceux-ci pourraient faire du fait d'une tension d'alimentation trop grande. La résistance de 100 Ω permet de diminuer la sensibilité du thyristor (qui devra avoir une puissance importante) et le condensateur de 10 nF évitera qu'un parasite (toujours présent dans les machines) ne déclenche le système. Ce montage est réellement utilisé dans des appareils automatiques mis à la disposition du public et il faut qu'en cas de défaut du 5 V entre autres, l'appareil tombe hors service.

Lorsqu'on utilise des amplificateurs opérationnels il est souvent nécessaire de les alimenter par du +15 V et du −15 V par « rapport à la masse ». Les alimentations stabilisées étant en principe indépendantes, il peut être gênant et dangereux que le −15 V soit présent avant le +15 V au moment de la mise en route de l'ensemble (voir la technologie des amplificateurs opérationnels intégrés). La figure 141 donne une solution (valable lorsqu'on utilise une bonne alimentation) pour que l'alimentation négative ne puisse arriver qu'après que soit montée la source positive. R_1 et R_2 représentent le pont de polarisation en sortie de l'alimentation positive de R_3 et R_4 celui de la branche négative. Nous rappelons que ces résistances définissent la tension de sortie de chaque bloc d'alimentation. Dans ces conditions, si le +15 V n'est pas présent il ne peut y avoir de −15 V. Celui-ci arrivant au fur et à mesure que le +15 V « monte ». Bien entendu ce principe peut être appliqué à d'autres cas.

La mise en place de diodes rapides dans un montage régulateur peut souvent éviter la destruction d'un élément. Lorsqu'on examine la figure 142 on peut

offrir le raisonnement suivant. Lorsque l'on met l'alimentation en service les capacités se chargent brutalement par le ballast et son circuit régulateur associé (non représenté). Lorsqu'on coupe l'alimentation et qu'il n'y a aucune charge en sortie, C_2 reste chargé en première approximation mais l'ensemble du régulateur consomme du courant sur ENR qui peut tendre à décharger C_1 plus vite que C_2. Au départ la tension sur C_1 est très nettement supérieure à celle de C_2. Lorsque C_1 tombera à une tension inférieure à celle de C_2 le transistor sera polarisé en inverse, ce qu'il n'apprécie pas beaucoup. La figure 143 montre la mise en place d'une diode D_1. En fonctionnement normal, celle-ci est polarisée en inverse et n'a aucun effet sur l'ensemble. Lorsque la tension sur C_1 devient inférieure à celle présente sur C_2, la diode devient conductrice et décharge C_2 ce qui protège le ballast. D_2 protège le régulateur contre une tension inverse qui serait appliquée en sortie du montage (batterie d'accumulateurs par exemple). Dans ce cas D_2 est détruite, elle se met en court-circuit et l'alimentation passe en état de limitation ou de disjonction.

En complément d'un montage limiteur d'intensité, on peut mettre en œuvre des protections « lentes » d'ordre thermique. En effet en raison du coude de la limitation il n'est pas rare de devoir régler à 2 A de courant de court-circuit ce protecteur pour pouvoir réguler correctement à 1 A de débit en sortie. Dans ces conditions, le stabilisateur peut avoir à débiter jusqu'à 2 A avec ER affaiblie de quelques fractions de volt. Il peut être intéressant lorsqu'on désire que l'alimentation nous délivre une tension réglable de zéro à une valeur importante, de réduire la valeur de + ENR lorsque ER est faible. On diminuera ainsi la dissipation du ballast. Il peut être gênant de devoir commuter manuellement des enroulements du transformateur d'alimentation. On utilisera avec profit un relais. Prenons un exemple numérique. Soit ER pouvant être réglée de 0 à 30 V. On met en parallèle sur la sortie un relais de tension nominale 24 V. On sait que ces dispositifs possèdent un hystérésis, c'est-à-dire qu'ils « collent » pour une certaine tension V_1 et décollent pour une tension nettement inférieure V_2. Par exemple le relais 24 V que l'on peut utiliser pourra coller vers 12 V et décoller vers 5 V. Ce relais étant en place, tant que ER sera réglée-inférieure à 12 V, ENR pourra être « fabriquée » à partir d'un enroulement de transformateur de tension efficace 10 V par exemple. Lorsqu'on augmentera ER, le relais collera et commutera un enroulement supplémentaire du transformateur, par exemple on obtiendra 30 V efficaces pour réaliser ENR. Lorsqu'on diminuera ER le relais ne sera pas « coupé » à 12 V mais à 5 V, on veillera donc à ce que la dissipation ne soit pas trop grande pour le ballast, en tout cas elle sera différente suivant qu'on a réglé l'alimentation en partant de zéro ou du maximum. Dans l'exemple bien précis que nous avons pris, le relais peut être directement connecté à la sortie lorsque celle-ci est à 30 V. En effet les fabricants indiquent comme tension maximale d'un relais 24 V, une valeur nettement supérieure. Dans le cas où ER dépasserait 30 V ou si l'on veut ou doit utiliser un relais de tension nominale plus faible on mettra simplement une résistance en série avec la bobine ajustée pour que le relais colle à la valeur de ER désirée. Bien entendu la classique diode montée en parallèle inverse (destinée à absorber l'extra-courant de rupture) ne sera pas oubliée.

Lorsque la sortie d'une alimentation est en court-circuit, même avec un montage limiteur, il se peut que le ballast chauffe exagérément au bout de quelques secondes ou quelques minutes (cela dépend de la capacité thermique du radiateur).

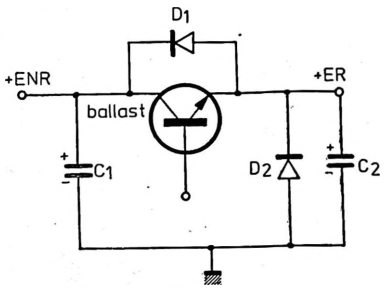


FIG. 143. — *La diode D_1 évite l'inconvénient cité à la figure 142 et la diode D_2 protège le système régulateur contre les sources inverses connectées aux bornes de sortie.*

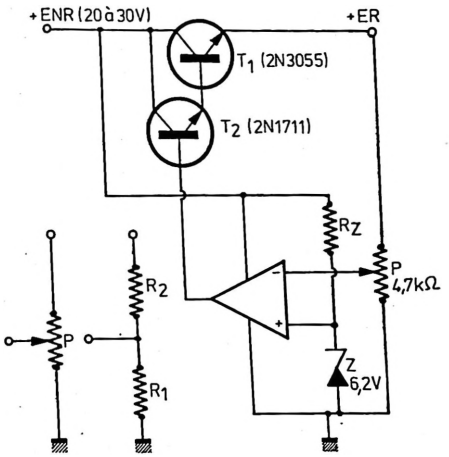


FIG. 144. — *Régulateur mettant en œuvre un amplificateur d'erreur de type opérationnel.*

On pourra mettre en place sur le radiateur une thermistance qui actionnera un relais coupant une des bornes de sortie de l'alimentation (déconnectant la charge) dès que la température atteindra une valeur correspondant à une dissipation excessive du ballast.

UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR D'ERREUR INTÉGRÉ

Dès que l'on recherche une meilleure régulation, il est nécessaire de mettre en œuvre un amplificateur d'erreur qui ait un gain différentiel en tension très élevé. On peut, pour cet usage utiliser les amplificateurs différentiels opérationnels sous la forme intégrée. Ces circuits ont des propriétés très voisines de l'amplificateur opérationnel parfait soit :

— résistance d'entrée élevée (donc faible consommation sur la référence) ;
— impédance de sortie faible ;
— insensibilité relative aux fluctuations de la tension d'alimentation ;
— faible dérive thermique ;
— gain différentiel en tension élevé ;
— sensibilité quasi unique à la différence entre les tensions présentes sur les entrées ;
— produit gain × bande passante élevé.

Par contre ils nécessitent une tension d'alimentation comprise entre 10 et 30 V (ordre de grandeur) avec point milieu à la masse, ce qui conditionne la tension non régulée ENR et oblige à certaines précautions d'emploi. La figure 144 représente une régulation avec amplificateur différentiel intégré (on peut utiliser le

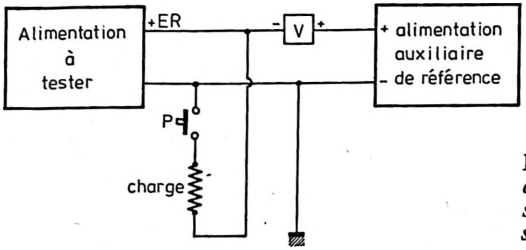


FIG. 145. — *Méthode de mesure différentielle permettant une mesure précise de la chute de tension d'une alimentation en charge.*

modèle SFC2741-LM741-µ741 très courant sans précaution particulière). On voit que l'on compare la tension de référence obtenue simplement ici par une diode zener à une fraction de la tension de sortie déterminée par P. Si l'on remplace P par des résistances fixes (figure 144), on dira que $R_1 + R_2$ (= P) doit être suffisamment faible pour que l'entrée de l'amplificateur ne charge pas le pont diviseur (la résistance d'entrée a comme ordre de grandeur 100 kΩ). D'autre part $R_1 + R_2$ doit être suffisamment élevé pour éviter une dissipation inutile dans ce pont. On peut déterminer R_1 et R_2 à l'aide de l'équation suivante : $R_2/R_1 = ER/V_Z - 1$ dans laquelle V_Z est la tension de référence. On devra prendre les précautions suivantes en raison même des possibilités de ces amplificateurs intégrés. On devra limiter la tension sur l'une ou l'autre entrée à une valeur faible (donnée par le fabricant). De même la tension différentielle ne pourra dépasser quelques volts. On peut facilement éviter ce dernier problème en connectant deux diodes en parallèle inverse entre les deux entrées. Ainsi la tension différentielle ne pourra dépasser $\simeq$ 0,7 V. Cela limite beaucoup les possibilités de l'alimentation ainsi réalisée. On aura souvent à diminuer le gain par contre-réaction sinon la tension de sortie partira en butée (+15 ou −15 V). Les performances en stabilisation de ces montages étant très élevées, il peut paraître délicat d'apprécier une chute de la tension de sortie en charge de quelques centièmes de volt sur un contrôleur universel (par exemple) connecté sur un calibre de 5, 10, 15 ou 50 V. On peut mesurer cette chute de tension sur le calibre le plus sensible (fonction de la variation) en montant l'appareil de mesures dans un pont tel que celui de la figure 145. La charge non branchée, on ajustera l'alimentation auxiliaire pour obtenir un zéro sur le contrôleur universel (le réglage peut être très délicat, attention à l'appareil de mesures). Ensuite on connecte la charge par le poussoir P et on lira plus facilement et directement la baisse de la sortie ER de notre alimentation en essais.

RÉGULATEURS INTÉGRÉS

La réussite de ces montages a conduit à réaliser des circuits intégrés linéaires spécialement conçus pour réaliser des alimentations stabilisées. Ils comportent (dans un même boîtier) un ballast de faible puissance (auquel on devra presque toujours adjoindre un modèle extérieur au circuit, de dissipation très supérieure), un amplificateur différentiel et une source de référence compensée en température. De plus, on a inclu une protection contre les surintensités, ajustable de l'extérieur.

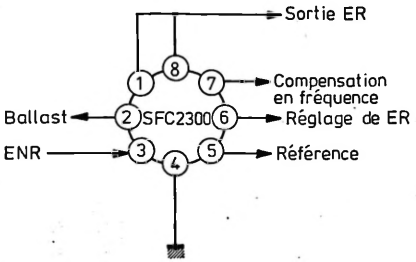


FIG. 146. — *Rôle des différentes connexions d'un régulateur intégré type SFC 2300*

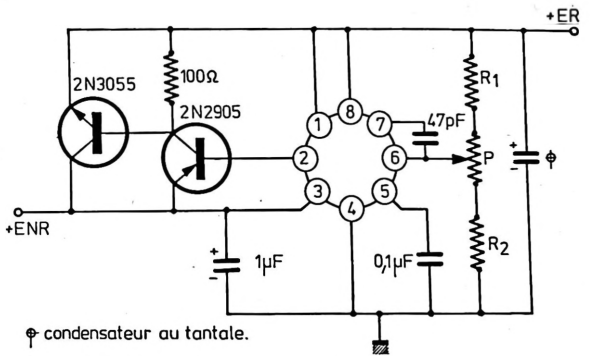


FIG. 147. — *Régulateur non « protégé » utilisant le SFC 2300*

Prenons par exemple le circuit SFC2300 (ou LM300), très courant. Il se présente en boîtier genre TO.5 mais à 8 broches. Il supporte en entrée jusque 30 V et l'on ne peut obtenir plus de 20 V en sortie. La figure 146 indique le rôle des différentes connexions. A partir de ce genre de circuit intégré, il devient pratiquement inutile de connaître le schéma interne au boîtier car celui-ci est fort complexe. En effet, en structure intégrée, il est plus facile de réaliser des éléments semi-conducteurs (diodes et/ou transistors) que des éléments résistants ou capacitifs. C'est pourquoi les fabricants recherchent systématiquement à remplacer les résistances et les condensateurs par des transistors, ce qui rend parfois le schéma interne quelque peu incompréhensible. La figure 147 indique le montage général du circuit intégré pour la réalisation d'une alimentation stabilisée. La borne (2) commande un PNP pour ne pas augmenter la chute de tension dans l'ensemble ballast. Ce transistor accouplé à un NPN de puissance en configuration complémentaire commande la sortie. La résistance bobinée placée entre (1) et (8) (qui peut être remplacée par un court-circuit) sert à commander la limitation de courant interne. On pourra facilement déterminer R sachant que le fabricant indique que la limitation intervient pour 0,3 à 0,4 V à ses bornes (cette tension varie avec la température). La limitation obtenue est à caractéristique rectangulaire (voir plus haut). Le condensateur de 47 pF évite une entrée en oscillation accidentelle du montage. En raison des mêmes risques il est nécessaire de mettre un condensateur chimique à faible terme inductif et à faible résistance série en sortie régulée. Il est préférable de mettre un condensateur du même type (tantale par exemple) et de valeur suffisante en entrée du régulateur si les fils venant du condensateur de

filtrage (attaqué par le pont redresseur) ont une certaine longueur (voir le chapitre consacré au câblage). Le condensateur de 0,1 µF diminue le bruit propre engendré par la référence. Sa mise en place n'est pas nécessaire dans la plupart des applications. La borne (6) règle la tension de sortie grâce au diviseur R_1-P-R_2. C'est l'attaque de l'amplificateur différentiel. Le fabricant indique que pour une bonne stabilité en température de cet étage, la borne (6) doit « voir » une résistance d'environ 2 kΩ. En termes plus clairs la valeur de R_1 mise en parallèle avec la valeur de R_2 doit faire approximativement 2 kΩ (on suppose l'absence de P). Le tableau ci-dessous donne un ordre d'idée des valeurs que doivent présenter R_1 et R_2 suivant la tension que l'on veut obtenir en sortie.

ER	R_1	R_2
5 V	5,6 kΩ	3,2 kΩ
10 V	11 kΩ	2,5 kΩ
15 V	17 kΩ	2,2 kΩ
20 V	28 kΩ	1,8 kΩ

Les valeurs de R_1 et R_2 sont données à titre indicatif et il conviendra d'ajuster la tension de sortie à l'aide du potentiomètre P dont la valeur doit être plus grande que $R_2/4$ pour être certain d'obtenir la tension de sortie désirée (en raison de la tolérance des résistances talons, R_1 et R_2). La valeur de P sera à déduire de l'ensemble R_1 et R_2. Ces régulateurs ne permettent pas de faire descendre ER à zéro mais si l'on désire une tension de sortie réglable dans de larges limites on diminuera les résistances talons et l'on augmentera d'autant la valeur de P. On constate qu'il circule à peu près toujours moins de 1 mA dans le pont diviseur définissant ER, quelle que soit la tension de sortie. Si le courant demandé par la charge devait engendrer une trop grande dissipation pour le PNP, il y aurait lieu de prendre un ballast NPN à gain plus élevé et/ou de réaliser un montage Darlington tel que celui de la figure 148.

La figure 149 permet d'obtenir une limitation par retournement (rabattement ou délestage partiel) telle qu'on l'a étudiée pour les régulateurs à éléments discrets. On voit que la modification consiste à alimenter la borne (1) non plus directement par la tension régulée mais par le pont diviseur R_4-R_5. Il a fallu choisir une valeur de R nettement supérieure à la normale de façon à limiter le courant de court-circuit à une fraction du courant nominal. Ces deux résistances fournissent donc une tension qui s'oppose à la chute de tension aux bornes de R (chute de tension plus élevée qu'auparavant) accroissant donc le courant nominal avant limitation. Mais lorsque la sortie est court-circuitée (ou le seuil dépassé), la contre-tension fournie par R_4 et R_5 qui est une fraction de la tension de sortie baisse comme elle, ne peut plus compenser la chute de tension aux bornes de R et le courant de sortie se trouve alors limité par celle-ci, ce qui réduit la dissipation du

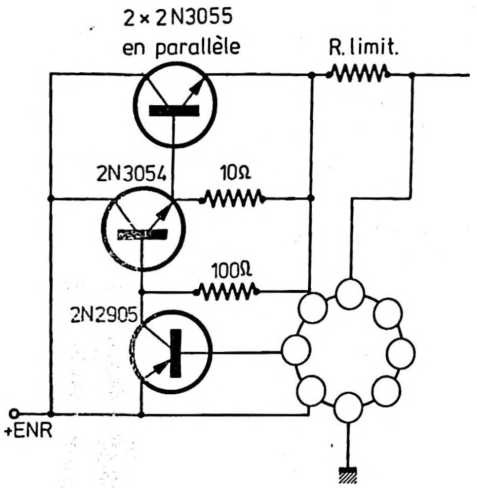


FIG. 148. — *Adjonction d'un ballast de puissance supérieure et d'une résistance de limitation du courant de sortie.*

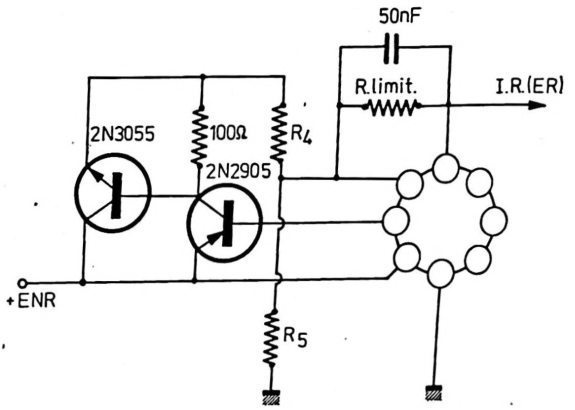


FIG. 149. — *Limitation à retournement ou rabattement adaptée aux régulateurs intégrés.*

ballast. Le pont R_4-R_5 doit fournir une tension qui compense entièrement le supplément de chute de tension qu'apporte R et consommer environ 20 mA, cette dernière valeur étant conseillée par les fabricants. On pourra mettre en lieu et place de ces résistances un potentiomètre bobiné, le courant avant limitation diminue plus la borne (1) est positive.

$$\left[R_4/R_4 + R_5 \simeq \frac{I_{s\ nom.}}{I_{s\ court-circuit}} - 1\ (0{,}65/ER) \right]$$

et

$$[R \simeq (R_4 + R_5)/R_5 \times 0{,}65/I_{s\ court-circuit}]$$

Si le PNP a une fréquence de coupure élevée (comme le 2N2905 très utilisé) il peut y avoir entrée en oscillations, c'est pourquoi l'on recommande un condensateur de 50 nF en parallèle avec R (dans le cas de la limitation par rabattement) et une « ferrite » en série avec l'émetteur du NPN de puissance (quelques tours d'un fil de section suffisante autour d'une ferrite).

Dans un régulateur, quel qu'il soit, il peut être nécessaire de voir la tension de sortie varier dans un sens ou dans l'autre en fonction de la température ambiante ou de celle du ballast. Il suffit alors d'insérer dans la partie adéquate du pont de polarisation des éléments dont la tension a un coefficient de température négatif tel les diodes « ordinaire » ($\simeq$ 2 mV/°C). La bonne compensation sera obtenue pour un certain nombre de diodes en série. On pourra placer ces éléments en contact direct avec le radiateur du ballast. On aura présent à l'esprit que ces diodes, outre la compensation qu'elles apportent voient une chute de tension à leurs bornes ($\simeq$ 0,7 V) qui nécessite de diminuer la valeur de la résistance talon par rapport à sa valeur avant la mise en place des diodes. Il sera facile de déterminer la résistance équivalente des diodes par 0,7 V/I pont.

Les régulateurs de tension « tripolaire » (ou R-I-T)

Les fabricants de circuits intégrés destinés à la régulation ont poussé encore plus loin l'intégration puisqu'ils réalisent des régulateurs complets n'ayant que trois bornes : entrée, sortie et commun. En principe la tension de sortie est fixée à la fabrication. Il n'y a donc aucun élément passif ou actif à ajouter pour une utilisation normale, si ce n'est des condensateurs de découplage. Les boîtiers tendent à devenir assez divers mais le plus classique reste le « TO.3 ».

La protection interne contre les courts-circuits et/ou surintensités est incluse. Elle est de trois ordres :

— une protection classique par limitation du courant de sortie ;

— une protection thermique : le ballast étant incorporé, on peut aisément mesurer sa température de jonction. Lorsque celle-ci atteint un point critique un système coupe instantanément toute tension de sortie ;

— une protection vis-à-vis de la charge ; dans le cas où le ballast viendrait à se mettre en court-circuit à cause d'un défaut de réalisation en usine, pour éviter que l'on trouve une tension trop élevée en sortie, un système fait fondre le fil de connexion d'émetteur du ballast détruisant bien sûr le régulateur mais sauvant la charge.

Dans les R.I.T., la référence nettement plus élaborée, n'est plus obtenue grâce à une diode zener mais à partir de la tension V_{be} d'un transistor, nettement plus stable dans le temps que les diodes zener. La figure 150 montre l'utilisation d'un régulateur tripolaire. La capacité C_1 est nécessaire pour éviter un accrochage de l'ensemble si les fils de connexion venant de la source non régulée sont trop longs ($\simeq$ 10 cm). Ces régulateurs, très faciles à l'emploi sont fabriqués en tensions fixes de 5 V, 12 V, 15 V, etc. Les modèles 5 V étant actuellement les plus répandus en raison de la progression des circuits logiques alimentés pour la plupart par cette valeur de tension. Moyennant une certaine dégradation des performances, il est possible d'obtenir une tension de sortie variable, supérieure à la valeur définie à la construction. La figure 151 indique une première possibilité. On voit qu'il s'agit d'insérer une résistance dans la connexion commune (précédemment masse). En effet, il se développera une tension à ses bornes qui rehaussera la tension de sortie. En fait par ce procédé, la valeur maximale de ER est limitée

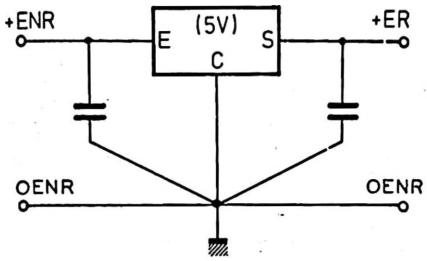


FIG. 150. — *Utilisation d'un régulateur tripolaire.*

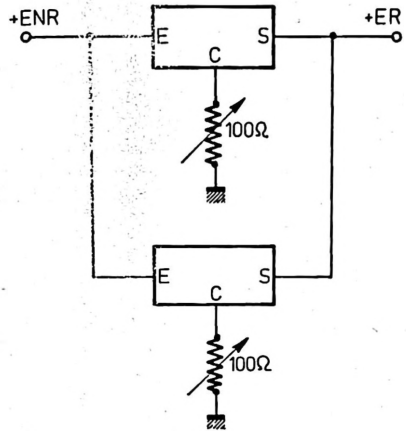


FIG. 152. — *Mise en parallèle de RIT.*

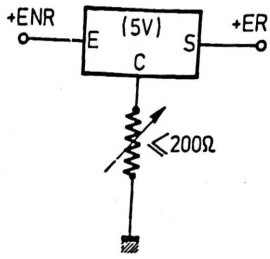


FIG. 151. — *Ajustage de la tension de sortie d'un RIT*

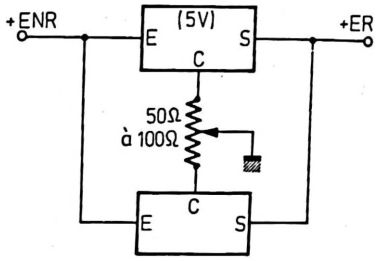


FIG. 153. — *Mise en parallèle de RIT, équilibrage très souple des courants.*

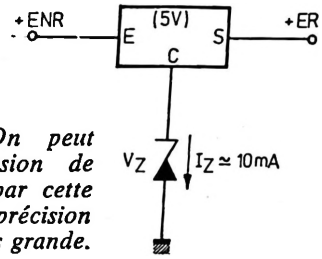


FIG. 154. — *On peut réhausser la tension de sortie d'un RIT par cette méthode mais la précision d'ajustage n'est pas grande.*

par la nécessité de laisser circuler un courant suffisant dans la connexion commune sans quoi le régulateur pourrait se bloquer. En pratique, on ne dépassera guère 500 Ω (cette possibilité d'augmenter ER existe par le fait que les R.I.T. acceptent des tensions d'entrée ENR très supérieure à ER). Le montage décrit permet l'ajustage très précis des tensions des sorties de deux R.I.T. que l'on voudrait mettre en parallèle afin d'augmenter le débit total. Dans ce cas une résistance de 100 Ω ajustable suffit pour obtenir des tensions comprises entre 5 et 6 V (figure 152).

On peut même remplacer les résistances par un potentiomètre, ce qui permettra un équilibrage parfait (figure 153). En général le courant de la borne commune doit être supérieur à 10 mA au repos. On pourrait donc remplacer la résistance ajustable par une diode zener, à condition que celle-ci accepte de travailler correctement avec un courant aussi faible (figure 154). De plus il est probable que la chute de tension apportée par la diode soit telle qu'on réduirait par trop le courant, entraînant un fonctionnement incorrect du régulateur.

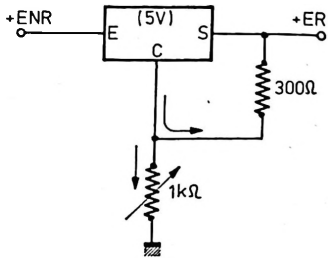


FIG. 155. — *Montage permettant un rehaussement aisé et précis de ER.*

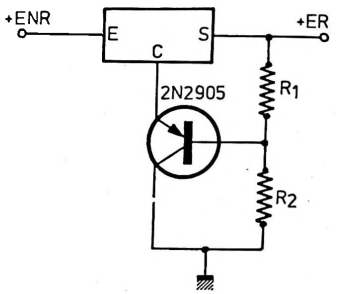


FIG. 157. — *Circuit rehaussant la tension nominale, adapté aux RIT de faible dissipation.*

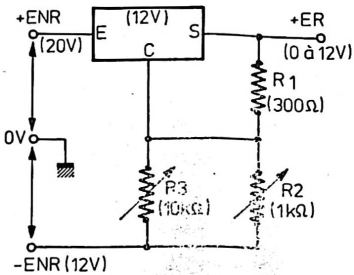


FIG. 156. — *Il est possible de faire varier la tension de sortie d'un RIT en dessous et au-dessus de la valeur nominale en utilisant une contre tension négative.*

L'emploi de diodes « ordinaires » polarisées en direct et utilisées en lieu et place de la zener seront préférables. Les montages que nous venons de voir ne permettent qu'une faible augmentation de la tension de sortie. La figure 155 indique une deuxième possibilité qui permet un réglage plus étendu. On peut ainsi obtenir avec un modèle prévu pour ER = 5 V : de 6 V à 20 V environ (cela suppose ENR = 25 V soit pratiquement le maximum que peut supporter le R.I.T.). Le principe consiste à utiliser une résistance « réglable » de valeur plus élevée et d'ajouter au courant ainsi fourni dans la connexion commune du régulateur, celui que dérive une résistance supplémentaire alimentée par la sortie même du régulateur. Ainsi il circulera toujours (dans la borne commune) au moins le courant défini par cette deuxième résistance et le régulateur sera stable quelle que soit la charge. On conseille généralement R_1 = 300 Ω 1 % et R_2 0 à 1 kΩ. La valeur de R_1 se déduit pratiquement du courant nécessaire en permanence dans la borne commune. En effet il y a toujours 5 V aux bornes de cette résistance, il passe donc toujours au moins 5/300 = 16 mA dans la connexion correspondante. A ce courant vient s'ajouter celui que consomme R_2 (1 kΩ réglable). Les dispositifs R.I.T. sont d'un emploi facile et donnent une assez bonne régulation pour un courant qui peut dépasser 1 A (pour les modèles récents) et ce, pour un prix raisonnable par rapport au service rendu.

On ne peut normalement obtenir de tension inférieure à la valeur définie par construction (5 V, 12 V, 15 V, etc.) mais la figure 156 indique une possibilité. L'astuce consiste à créer une contre-tension (tension négative) qui ajustée par R_3 annule la tension intrinsèque du régulateur. On peut ainsi obtenir une tension de sortie qui part de zéro. Comme on l'a déjà signalé, la possibilité de réglage de la tension de sortie dégrade la régulation, ces dispositifs ayant été prévus à l'origine pour fournir une tension fixe. Pour diminuer ce défaut, il faudrait consommer un courant très important dans le pont de résistances, ce qui entraînerait parmi d'autres inconvénients une dissipation excessive de celles-ci et diminuerait d'autant le courant que l'on peut fournir à la charge. Le montage de la figure 157 permet un courant « suffisant » dans la connexion commune du régulateur tout en consommant très peu en sortie. Il est facile d'évaluer celle-ci. Le courant de base du transistor est I_c/β et il faut pratiquement que le courant dans le pont soit 10 fois le courant base pour qu'on puisse admettre que la base ne charge pas le pont. A part les boîtiers de puissance, les R.I.T. existant en version « économique » à faible débit, il eut été gênant de fournir presque tout le courant de sortie de celui-ci dans le pont de réglage (à titre d'exemple on cite les plus courants des R.I.T. en boîtier TO.3 : SFC2309 ou LM309 et L005 ...). Il est possible d'utiliser des ballasts additifs aux R.I.T. (notamment pour les modèles version « économique ») mais on perd alors la simplicité d'utilisation de ces dispositifs et la protection naturelle en cas de court-circuit.

Avec tout ce qui a été dit sur les régulateurs, on serait tenté de croire que la stabilisation peut être parfaite. En réalité il n'est pas possible d'annuler complètement la variation de la tension de sortie en raison des faits suivants :

— souvent, le transformateur est insuffisamment calibré (résistance interne trop importante) ;

— la chute de tension ENR—ER est parfois insuffisante ;

— la tension de référence diminue quand on débite en sortie ;

— le gain de l'amplificateur d'erreur n'est pas infini et varie car sa tension d'alimentation, souvent ENR, varie ;

— le gain du ballast (et de son circuit associé) varie en fonction du courant débité et est souvent insuffisant ;

— les caractéristiques de l'ensemble varient en fonction de la température ambiante et/ou intrinsèque des semiconducteurs.

Il serait donc souhaitable, pour une réalisation très sérieuse (mais souvent non rentable) d'alimenter chaque étage d'une alimentation par une source séparée de très grande stabilité, totalement indépendante des autres et en particulier de ENR. C'est souvent la structure adoptée dans des régulateurs intégrés à hautes performances.

RÉGULATION A DÉCOUPAGE

Généralités

Le principal défaut d'un régulateur classique, qu'il emploie ou non des circuits intégrés, est son mauvais rendement. En effet, pour fonctionner correctement il est nécessaire que la chute de tension ENR-ER ait une valeur suffisante. Dans ces conditions, le ballast dissipe une certaine énergie en pure perte.

Souvent, on est amené à produire des tensions très faibles à partir d'une source ENR très élevée devant ER. Il est courant de réaliser du 5 V pour circuits logiques à partir de 24 V servant à d'autres fins dans un ensemble. Dans ce cas pris comme exemple, si l'on désire 1 A sous 5 V, ce qui représente une puissance utile de 5 W, on devra dissiper en pure perte : (ENR-ER) I soit 19 W. La puissance fournie par ENR est $\simeq$ 24 W et celle fournie à la charge est 5 W. On peut en déduire le rendement qui est $5/24 = 0{,}2$ soit 20 % ce qui est assez mauvais.

On peut obtenir, si l'on se contente d'un taux de ronflement en sortie plus élevé, un rendement très supérieur par l'alimentation à découpage. Dans ce type de montage, le ballast travaille uniquement soit à la saturation soit au blocage et dissipe donc une puissance négligeable, ce qui permet de fournir de plus grandes puissances avec les mêmes éléments semiconducteurs.

Principe

La figure 158 schématise le fonctionnement du système. A est un amplificateur à deux seuils. L'un correspond à une valeur correcte de ER, c'est le seuil haut. L'autre, le seuil bas, est inférieur au premier de quelques millivolts. L'amplificateur à seuils commande alors, en fonction de ER, un bi-stable qui commande à son tour K.

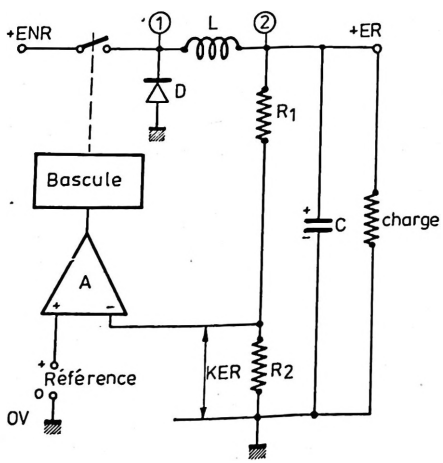


FIG. 158. — *Principe de la régulation à découpage.*

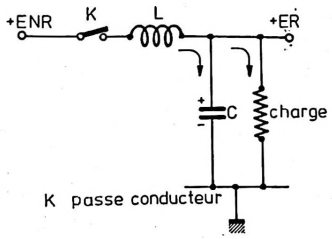


FIG. 159a. — *Etat du régulateur à découpage pendant la phase de conduction de K.*

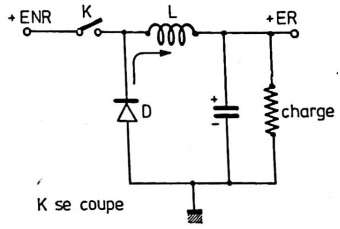


FIG. 159b. — *Etat du régulateur à découpage lorsque K est coupé.*

Supposons que le courant demandé par la charge soit constant et que K soit ouvert. Si la tension de sortie ER baisse, la tension kER en fait autant ce qui détermine par A la fermeture de K. Immédiatement, une tension ENR-ER se trouve appliquée aux bornes de la bobine. A ce moment, le courant est nul dans L. Celui-ci ne peut monter en un temps nul (retard de I sur U dans une bobine). I_L croît donc progressivement. Tant que ce courant est trop faible pour alimenter correctement la charge ch, c'est le condensateur C qui alimente celle-ci (avec l'énergie préalablement accumulée). Progressivement, le courant I_L augmente et se substitue à C pour alimenter ch. A un certain moment I_L dépasse $I_{ch.}$ et « recharge » donc C qui remonte à ER. A ce seuil, l'amplificateur A donne l'ordre au bistable de couper K. Ayant présent à l'esprit le fait que le courant dans L ne peut s'annuler immédiatement, on comprend qu'une énergie reste accumulée dans la bobine. Comme C est chargé et que le point 1 n'est plus relié à aucun potentiel (K coupé), on peut dire que ce point est négatif par rapport au point 2. La bobine L restitue alors en sortie l'énergie emmagasinée, au travers de D qui devient conductrice. La tension négative entre le point 1 et la masse ne peut alors dépasser $\simeq$ 0,7 V. Le courant dans L diminue encore jusqu'à n'être plus suffisant pour alimenter la charge, A commande alors à nouveau la fermeture de K.

D sera une diode de la série rapide et suffisamment calibrée. Plus grand est le débit en sortie et plus augmente la fréquence de commutation puisque K reconduit à chaque fois que C est un peu déchargé. Celui-ci l'est d'autant plus rapidement que le courant moyen demandé par la charge est important. Par contre le rapport du temps de conduction au temps de blocage de K détermine la valeur de la tension de sortie, celle-ci se réglant par le diviseur de sortie et en fonction de la référence.

Pour résumer le fonctionnement théorique on peut dire que la tension ENR est hachée par K. Une cellule de filtrage L.C restitue la valeur moyenne de la tension ainsi découpée. Le système travaille donc en oscillateur libre de façon à maintenir en permanence une variation (ou ondulation) définie par les seuils de A, aux bornes de la charge.

En pratique les stabilisateurs par découpage travaillent à des fréquences voisines de 20 kHz et l'ondulation supposée en sortie est toujours inférieure à 60 mV crête-à-crête.

En réalité, bien entendu, K est un semiconducteur (transistor ou thyristor) de puissance. La durée de conduction de K est invariable et détermine ER. Par contre la durée de blocage diminue quand $I_{ch.}$ augmente.

Conclusion

Les régulateurs à découpage, surtout réalisés aujourd'hui à l'aide de circuits intégrés régulateurs, sont très intéressants en ce qui concerne le rendement puisqu'il peut atteindre couramment 60 à 80 %. Par contre il y a quelques inconvénients à leur réalisation et/ou à leur mise en œuvre :

— l'ensemble est malaisé à protéger contre les surintensités,

— il faut une bobine (L) de très bonne qualité (circuit magnétique coûteux et résistance série très faible).

— on doit admettre une composante de ronflement qui ne peut en général descendre plus bas que $\simeq$ 20 mV,

— le ballast K ne doit pas apporter de limitation en fréquence,

— la mise au point est délicate et la dissipation instantanée des éléments moins facile à évaluer,

— la commutation de K engendre des fronts très raides risquant de perturber le régulateur lui-même ou la charge. Ces parasites passent dans la charge, dans le secteur et par l'air. On devra donc blinder correctement le montage (prise de terre nécessaire) et mettre en œuvre des filtres,

— en raison de la mise en œuvre d'un circuit inductif, il y a lieu de craindre l'apparition de surtensions risquant la destruction d'éléments semiconducteurs (en effet la valeur inductive de la bobine doit être grande afin que le courant ne varie que lentement dans celle-ci). Pour ces raisons, on n'a pas donné d'exemple pratique de régulateur à découpage.

On peut, avec une alimentation de ce type débiter sans difficulté 20 A sous 10 V en sortie (à partir de ENR = 20 V) avec un rendement > 70 % et une résistance interne $< 0{,}004\ \Omega$. On peut donner un ordre de grandeur des éléments spéciaux qui ont permis un tel résultat : $C > 10\,000\ \mu F$, $L \simeq 150\ \mu H$. Le fait de travailler au-delà de 20 kHz permet un filtrage efficace, de plus le « travail » de L est ainsi inaudible.

Avec une régulation série classique le « ballast » aurait dû dissiper $\simeq$ 200 W (toujours dans l'exemple cité), ce qui n'est pas impossible à réaliser mais pose de sérieux problèmes et il est alors nettement plus avantageux à tous points de vue de réaliser une régulation à découpage. On combinera avec avantage une régulation à découpage (qui dégrossira) suivie d'une régulation classique.

TEMPS D'ÉTABLISSEMENT D'UNE ALIMENTATION

Soit ER_1 la tension de sortie à vide et ER_2 la tension de sortie en charge (charge bien définie). Jusqu'à présent, on souhaitait que ER_2 soit aussi proche que possible de ER_1. On mesurait ER_1, on chargeait la sortie, et avec le classique contrôleur universel on mesurait ER_2. On déduisait de ces mesures la résistance interne du système ($\Delta ER/\Delta IR$). Cela concernait une sollicitation constante (ou variant très lentement) de la charge. Mais comment réagit l'alimentation au moment précis où l'on commute la charge. De même, si l'on considère un appel de courte durée à l'intensité nominale, l'alimentation va-t-elle pouvoir instantanément fournir cette impulsion. Cela dépendra de son temps de réponse (ou d'établissement) qui est forcément limité. Si les impulsions de sollicitation sont extrêmement brèves, peu répétitives et de faible amplitude (il s'agit de l'amplitude du courant demandé par la charge), la charge du condensateur de sortie suffira et la limitation n'existe pas à ce niveau. Par contre si les impulsions sont brèves, de très forte amplitude et se répètent souvent (fréquence de consommation élevée) la tension de sortie risque d'accuser un affaiblissement.

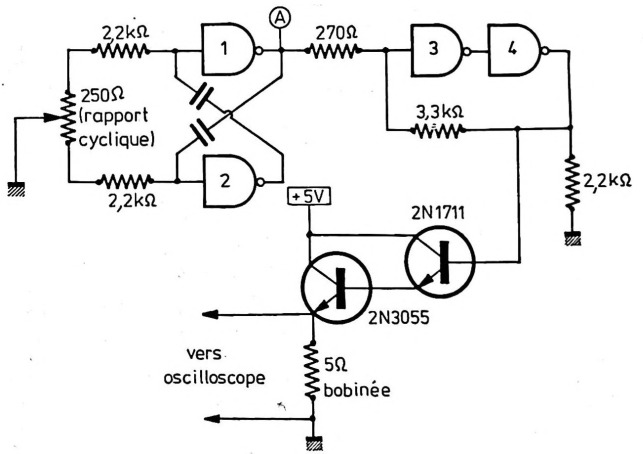


FIG. 160. — *Montage pouvant servir à contrôler le temps de montée d'une alimentation.*

La figure 160 représente le schéma d'un montage qui permet de relever le temps de montée d'une alimentation stabilisée. 2 nands (1/2 SN 7400 ou SFC 400) sont couplés en multivibrateur astable. Le potentiomètre de 250 Ω permet d'ajuster le rapport cyclique de manière que les deux alternances soient identiques en durée. La forme de la tension obtenue au point A n'est pas très rectangulaire, ceci est dû aux résistances d'entrées des portes qui sont trop grandes (2,2 kΩ).

Si on diminuait la valeur de ces éléments il y aurait risque de voir l'ensemble rester bloqué dans une position à la mise sous tension. On a donc fait suivre l'astable d'un trigger de Schmitt composé des nands 3 et 4 (on aura donc utilisé un SFC 400 complet). La résistance de 2,2 kΩ qui relie la sortie du nand 4 à la masse est destinée à consommer un minimum de courant à sa sortie. Sans cette précaution, il se peut que la forme du signal ainsi obtenue ne soit pas parfaitement rectangulaire. Quoi qu'il en soit, le signal à flancs très raides ($\simeq$ 10 ns) ainsi engendré commande l'ensemble Darlington 2N1711 - 2N3055 (transistors très classiques). Avec ce montage, on peut être assuré que ces transistors pourront être parfaitement saturés. Si l'on veut réellement faire des mesures de temps de montée très courts on aura avantage à remplacer le 2N3055 par un modèle à fréquence de coupure plus élevée, autrement ou pourrait imputer à l'alimentation un défaut venant du « testeur ». Les transistors commutent donc au rythme du signal généré par les nands 1 et 2. Si l'alimentation testée répond parfaitement, on devrait donc trouver aux bornes de la charge une tension ($\simeq$ 5 V dans notre exemple) strictement correspondante. Le test se fait bien entendu à l'oscilloscope que l'on connecte aux bornes de la charge.

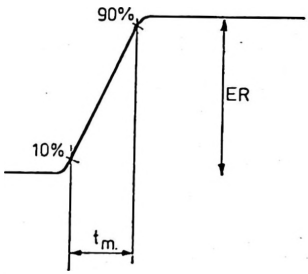


FIG. 161. — *Interprétation du temps de montée.*

La figure 161 indique la forme du signal ainsi obtenu. Dans la plupart des cas le temps de montée est supérieur à 50 µs.

La tension marquée ER correspond à la tension de sortie affectée de la chute de tension correspondant au débit.

Dans la plupart des applications, le temps de montée est souvent négligeable et n'intervient pas trop. Il peut sembler nécessaire de soigner ce paramètre si la charge travaille en haute fréquence. En fait, cela n'est pas gênant car une capacité suffisante en sortie pourra restituer instantanément ce que l'alimentation lui restituera avec un certain retard. Ce problème rejoint celui du découplage.

II - APPLICATIONS DIVERSES

FILTRAGE

Lorsqu'on réalise une alimentation à partir du secteur, il est nécessaire de mettre en œuvre un condensateur de valeur assez élevée, donc encombrant, coûteux et peu fiable, pour filtrer la tension unidirectionnelle mais variable provenant du redressement. La valeur capacitive de cet élément de filtrage devant être d'autant plus grande que le débit exigé par la charge est important.

La diode zener grâce à une impédance quasiment nulle en courant alternatif (elle conduit en direct comme en inverse) est idéale dans le rôle du filtrage. Ainsi, même si l'application envisagée ne nécessite pas une alimentation stabilisée on aura avantage à utiliser le montage de la figure 162 qui est une alimentation « stabilisée » dont les performances sont médiocres mais dont le ronflement en sortie est très inférieur à celui de l'entrée. T_1 et Z seront des modèles de puissance et l'on ne réservera qu'une faible chute de tension entre l'entrée et la sortie (quelques volts) puisque l'effet recherché n'est pas la stabilisation.

Quoique ce ne soit pas une application des diodes zener il convient de signaler le montage de la figure 163. Dans celui-ci on se contente de filtrer. L'avantage est qu'on augmente artificiellement la capacité de C d'autant plus que le gain de T_1 est grand. A cet effet on a monté T_1 et T_2 en configuration Darlington (figure 164) ainsi le gain total de l'ensemble est approximativement égal au produit des gains de chaque transistor (valable au courant collecteur considéré).

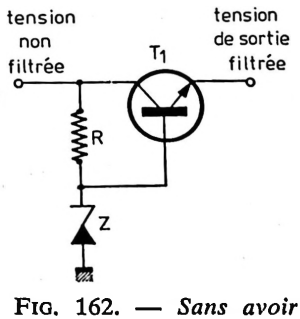


FIG. 162. — *Sans avoir des prétentions de stabilisation, ce montage améliore considérablement le filtrage en sortie.*

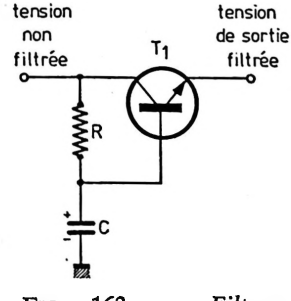


FIG. 163. — *Filtrage « électronique » simple.*

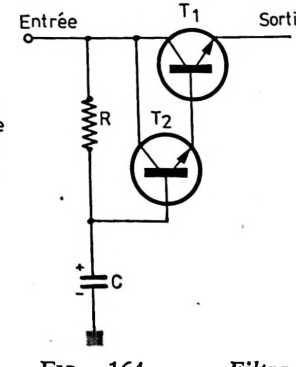


FIG. 164. — *Filtrage «électronique» avec Darlington.*

Dans les figures 162 à 164 on prendra soin que les transistors soient utilisés bien en dessous de leurs tensions maximales car ils sont attaqués par une importante tension de ronflement. En réalité la sortie du pont redresseur verra une capacité de filtrage de valeur moyenne (1 000 µF par exemple) et l'ensemble transistor (s) et condensateur améliorera le filtrage donnant l'équivalent d'une capacité nettement plus élevée (10 000 µF par exemple). On peut alors conseiller une association des montages des figures 162 et 164 telle la figure 165.

Ces montages ont l'avantage de ne pas surcharger les redresseurs situés en amont, par excès de la capacité de filtrage qu'il aurait été nécessaire d'utiliser à taux de ronflement égal. On peut considérer qu'en pratique ces montages ne sont valables qu'au-delà d'une certaine valeur à remplacer de la capacité de filtrage (> 3 000 µF) car si l'on considère le prix de T_1 (et son radiateur, celui de T_2, celui de R, Z, C, plus le condensateur de « pré-filtrage » de quelques centaines à quelques milliers de µF et le travail nécessaire à cet assemblage, il est souvent plus avantageux de mettre en œuvre une simple capacité de valeur suffisante (dans le cas bien sûr où une régulation n'est pas nécessaire).

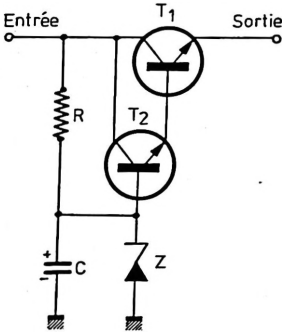


FIG. 165. — *Filtrage « électronique » amélioré.*

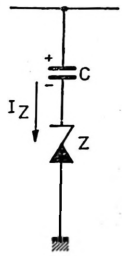


FIG. 166. — *Augmentation apparente de la tension de service d'un condensateur.*

La figure 166 donne une solution pour augmenter la tension de service apparente d'une capacité de filtrage. Celle-ci peut avoir une valeur importante. Le seul problème que l'on puisse rencontrer est la détermination du courant I_Z. En effet, il faudrait connaître la résistance équivalente de C à la fréquence d'ondulation considérée (50 Hz en redressement mono-alternance et 100 Hz en redressement bi-alternance). Le courant zener dépend donc de la valeur de la capacité C et de la tension crête de la tension à filtrer. Pour réaliser un tel assemblage, on devra déterminer les valeurs des éléments par l'expérimentation et les mesures, en commençant par une capacité nettement plus faible que celle prévue, en mesurant le courant on pourra en déduire par extrapolation la dissipation possible de la diode zener. Mise à part la difficulté citée, ce montage est efficace. Du point de vue alternatif on peut considérer, pour le condensateur C, que la diode n'existe pas (Z_Z nulle) et du point de vue continu la tension apparente de C est réhaussée de la valeur de V_Z. En d'autres termes, si la tension crête redressée (non filtrée) fait 30 V, en utilisant un condensateur dont la tension de service n'est que de 20 V on devra mettre en série une diode zener de 10 V ou plus.

DÉCOUPLAGE

Lorsque plusieurs étages amplificateurs sont couplés comme sur la figure 167, la variation de consommation de chaque étage peut engendrer une composante alternative. Celle-ci pouvant passer d'un étage à l'autre risque un accrochage de l'ensemble. On élimine généralement ce défaut en « isolant » chaque étage (du point de vue alimentation) comme sur la figure 168 par des filtres « passe-bas » RC. On rend ainsi les points A et B le plus insensible possible aux fluctuations de la tension d'alimentation (due, par exemple, à un débit variable de chaque étage). Pour être efficaces, il faut que l'impédance des condensateurs soit négligeable à la fréquence des variations considérée. En fait aux variations très lentes de l'alimentation (basse-fréquence), l'impédance des condensateurs revêt une certaine importance et rend leur efficacité douteuse. On remplace avantageusement les condensateurs par des diodes zener comme sur la figure 169. Leur mise en place résoud souvent les problèmes d'accrochage à très basse-fréquence, en réalisant ainsi une véritable régulation (sous faible impédance) de la tension d'alimentation de chaque étage.

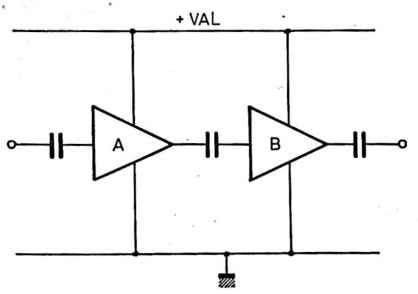


FIG. 167. — *Quand deux amplificateurs sont couplés comme A et B et que la distance entre les deux éléments est importante, il peut y avoir accrochage.*

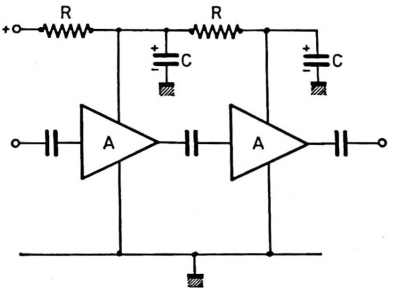


FIG. 168. — *On combat généralement l'accrochage par découplage à l'aide de circuits RC.*

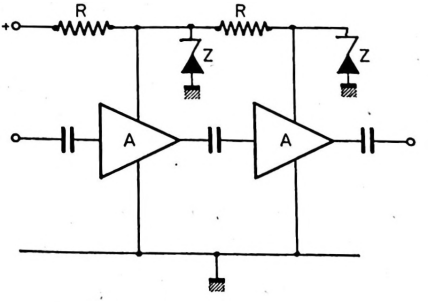


FIG. 169. — *La mise en œuvre de diodes zener pour réaliser des découplages est préférable car l'impédance de celles-ci est faible.*

ÉCRÊTAGE

En alternatif si l'on veut une tension légèrement stabilisée et exempte de parasite d'amplitude élevée, ou obtenir un signal calibré correctement en amplitude et de même fréquence, on pourra utiliser des diodes zener connectées comme sur la figure 170. La tension obtenue est assez impropre pour être correctement utilisée par un transformateur traditionnel mais tout à fait utilisable dès qu'il s'agit d'alimenter une résistance « pure » (radiateur électrique, filament de tube cathodique, glaceuse photographique, etc.) ou certains moteurs. La valeur crête-à-crête de la tension ainsi obtenue est égale à 2 V_Z. On s'assurera, bien entendu que dans tous les cas le courant zener est suffisant et non excessif. On pourra utiliser le montage pour limiter l'amplitude d'un signal BF ou HF à une valeur déterminée (il s'agit de sécurité et la distorsion n'entre pas en ligne de compte) ou lorsqu'on a besoin d'un signal rectangulaire sans exigence particulière sur la raideur des flancs à partir de sinusoïdal.

La figure 171 montre l'effet de l'écrêtage sur une impulsion de très grande amplitude (celle-ci pouvant être un parasite).

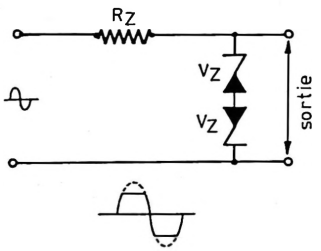


FIG. 170. — *Ecrêtage à diodes zener.*

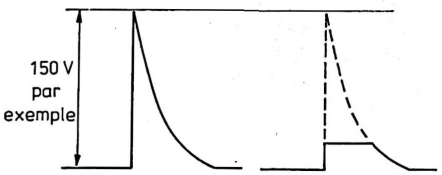


FIG. 171. — *Elimination de fronts parasites de grande amplitude par diodes zener.*

PROTECTIONS AUX SURTENSIONS EN COURANT CONTINU

Dans le montage de la figure 172, pris comme exemple, la charge est et doit être alimentée sous 5 V. En connectant comme indiqué la diode zener on empêche la tension d'alimentation de monter, même un bref instant, au-delà d'une certaine valeur, ici 5,6 V (cela suppose que notre charge supporte sans problème 5,6 V). En effet, dans certains montages d'alimentation, notamment si l'on tient compte des variations du secteur, il se peut que la tension monte brusquement au-delà des limites de sécurité permises par les charges. On utilisera ce montage dans le cas où l'on veut éviter cet inconvénient et qu'une régulation de tension n'est pas nécessaire ou rentable. Ici la zener n'est pas conductrice et n'influence pas la tension d'alimentation tant que la tension n'est pas atteinte. Si l'on craint des hausses trop importantes, il y a risque pour la zener, comme pour la charge d'une destruction et il est alors préférable de mettre en œuvre une alimentation stabilisée. De la même façon on peut préférer attaquer par la zener, un relais

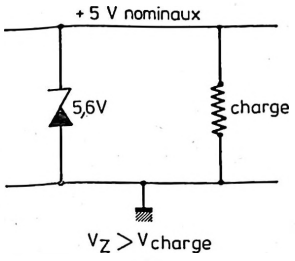


FIG. 172. — *Montage interdisant à la tension de sortie de trop dépasser sa valeur nominale.*

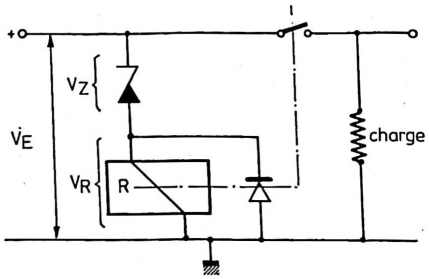


FIG. 173. — *Ce montage déconnecte la charge lorsque la tension de sortie dépasse accidentellement une certaine amplitude.*

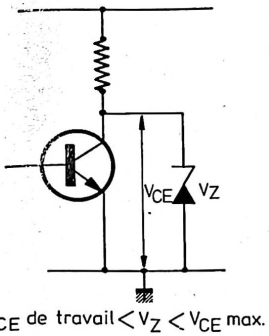


FIG. 174. — *Protection d'un transistor contre les surtensions inverses trop importantes.*

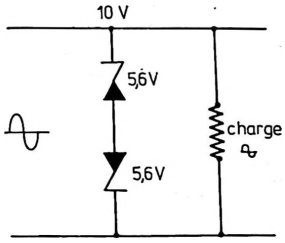


FIG. 175. — *Protection d'une charge contre les tensions trop importantes en alternatif.*

qui coupe la charge dès que la tension devient trop élevée (ceci n'étant valable que pour des augmentations lentes de la tension qui doit alimenter la charge). La figure 173 donne une idée pour la mise en œuvre d'un relais. Dans ce cas $V_Z + V_R > VE$.

Lorsqu'on craint que la tension émetteur-collecteur d'un transistor ne soit momentanément dépassée, on mettra en place une diode zener comme indiqué sur la figure 174. Cette diode absorbera les surtensions éventuelles, protégeant le transistor. Comme précédemment : V_{CE} travail $< V_Z < V_{CE\ max}$ afin que la zener n'influe pas sur le fonctionnement du transistor tant que sa tension V_{ce} n'est pas dangereuse. Cette diode interdit également toute tension inverse dangereuse aux bornes du transistor, ce qui pourrait se produire lorsqu'on commute un terme inductif dans le collecteur. La zener travaillera alors en polarisation directe.

PROTECTIONS AUX SURTENSIONS EN COURANT ALTERNATIF

La figure 175 montre le principe. Comme pour le montage de la figure 172, on choisit la somme des tensions zener supérieure à la tension de fonctionnement

normal de la charge, de telle façon que celle-ci supporte sans problème $V_{Z_1} + V_{Z_2}$. La forme de la tension d'entrée, quelle qu'elle soit, ne sera pas modifiée par l'ensemble zeners tant que son amplitude n'atteindra pas $V_{Z_1} + V_{Z_2}$.

AUGMENTATION APPARENTE DE LA TENSION DE SERVICE D'UN RELAIS

Lorsque l'on doit utiliser un relais de tension inférieure à la tension disponible, on place généralement en série une résistance (fig. 176) telle que l'on trouve aux bornes de celle-ci la tension disponible (24 V dans notre exemple) diminuée de la tension normale de service du relais (soit 12 V ici). La valeur de cette résistance dépendra directement du courant dans la bobine du relais. Ceci démontre qu'on aura souvent avantage à remplacer la résistance série par une diode zener comme indiqué sur la figure 177. On rendra ainsi plus précis le seuil de déclenchement du relais et l'on jouera sur la valeur de la zener pour déterminer à partir de quelle tension le relais devra coller.

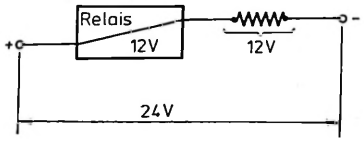


FIG. 176. — *Une idée très simple mais peu souple pour augmenter de façon apparente la tension de service d'un relais.*

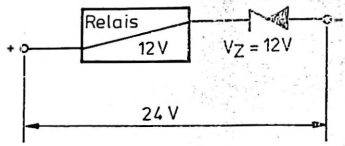


FIG. 177. — *Augmentation habile de la tension de service d'un relais.*

LIAISONS ENTRE ÉTAGES

Dans un amplificateur à liaisons continues tel celui de la figure 178, le potentiel du collecteur de T_1 est trop élevé pour que la base de T_2 soit directement reliée. C'est pourquoi on fait généralement appel au pont diviseur. On évite une atténuation du signal (continu ou alternatif) en effectuant la liaison par une diode zener (fig. 179) dont la tension est égale à la différence de potentiel entre la sortie du premier étage et l'entrée du second. La transmission s'effectuera sans perte, même pour un signal alternatif de basse fréquence, ce qui n'est pas le cas pour les liaisons par condensateur dont l'impédance n'est pas négligeable. En fait, pour réduire l'impédance de ceux-ci, il faudrait mettre en œuvre des valeurs très élevées de la capacité. De tels éléments ont souvent, entre autres inconvénients, une résistance série élevée et une fuite importante, celle-ci risquant de nuire à la stabilité des étages (modification des polarisations). Le courant base du deuxième transistor étant nettement insuffisant pour que la diode zener fonctionne correctement, la résistance R_Z lui amène constamment son courant de travail. De toute façon pour limiter la consommation de l'ensemble on choisira des diodes zener dont le courant minimal est très faible.

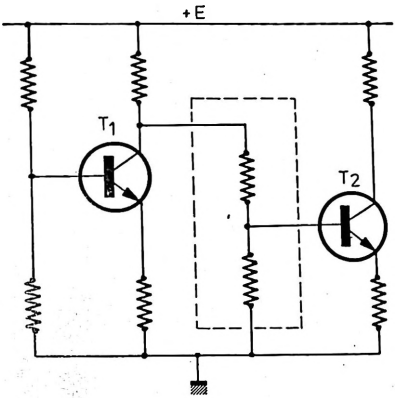


FIG. 178. — *Utilisation d'un pont diviseur pour adapter deux circuits de potentiels différents.*

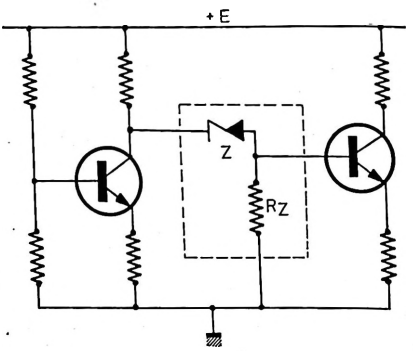


FIG. 179. — *Mise en œuvre d'une diode zener pour adapter deux circuits de potentiels différents sans perte du signal amplifié par le premier étage.*

ÉCHELLES DILATÉES

Il n'est pas exceptionnel d'avoir à mesurer de faibles variations de tensions sur un calibre élevé. Dans ce cas on lira mal des variations de quelques dixièmes de volt sur une échelle de 250 V. On peut alors « dilater » l'échelle de l'appareil, c'est-à-dire, faire en sorte que celui-ci ne dévie qu'à partir d'une valeur élevée par exemple 200 V. Ainsi l'appareil ne mesurera plus les tensions de 0 à 250 V (par exemple),mais de 200 V à 250 V. Il sera commuté sur le calibre 0-50 V. Ainsi, on lira plus aisément puisque la lecture sera étalée cinq fois (250 V/(250 − 200) = 5). On peut indifféremment mettre en œuvre une échelle dilatée en continu ou en alternatif mais le système utilisant le courant continu est plus souple de par la facilité que l'on peut avoir à obtenir une tension continue avec précision.

La figure 180 indique la réalisation la plus simple. Celle-ci a de nombreux défauts. En particulier, le zéro de l'appareil dépendra essentiellement de la tolérance sur la tension zener. Ceci oblige, en l'état actuel des choses, à trier très sérieusement celles-ci dans un lot important (on a déjà exprimé un avis sur

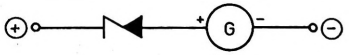


FIG. 180. — *Dilatation simple et théorique de l'échelle d'un instrument de mesures à cadre mobile.*

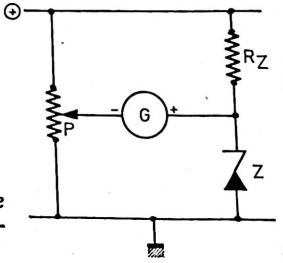


FIG. 181. — *Dilatation souple de l'échelle d'un galvanomètre sensible.*

l'efficacité d'un tri de diodes zener). De plus, si l'appareil G est un modèle à faible consommation il circulera si peu dans la diode zener qu'il est très probable que les indications données par cet appareil seront erronnées (non-linéarité due au coude de Zener). Le montage de la figure 181 est à recommander. L'appareil G est situé dans un pont formé par P, R et Z. La tension zener est choisie nettement inférieure au maximum de la tension à mesurer. L'équilibre se fait par le potentiomètre P de telle façon que l'appareil indique zéro sur sa sensibilité la plus grande (G peut être un contrôleur universel). On peut alimenter, pour une plus grande précision de l'ensemble, la branche fixe du pont par une véritable alimentation stabilisée comme l'indique la figure 182. Les polarités indiquées pour G concernent le cas où la tension à mesurer descend en dessous du zéro. On lit alors un affaiblissement de la tension à contrôler comme une augmentation de celle-ci puisqu'en général le zéro intrinsèque des galvanomètres est à gauche. Les polarités de G devront être inverses si cette tension est susceptible de monter au-dessous de notre zéro. On utilisera avec profit un galvanomètre à zéro central ce qui permettra sans commutation de lire des variations positives ou négatives de la tension à mesurer. On pensera à tenir compte du coefficient de température de la source de tension fixe (référence) pour une grande précision (dérive du zéro).

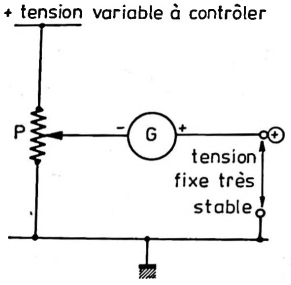


FIG. 182. — *Dilatation généralisée pour galvomètres.*

GÉNÉRATEUR DE BRUIT

On a dit quelques mots concernant le bruit des diodes zener. On sait que elui-ci est nettement plus important lorsque la diode travaille à très faible ourant (naissance du coude de Zener). Pour un usage normal, on préfère généra- ement abaisser le niveau de bruit à une valeur très faible, ne perturbant pas le este du circuit.

En technique électro-acoustique, on utilise parfois un générateur dit de bruit blanc ». Il s'agit d'un appareil qui délivre un signal comparable au souffle ue fournit un tuner non réglé sur une station émettrice. Certains constructeurs enceintes acoustiques testent leurs réalisations en bruit blanc. Ils peuvent ainsi déterminer le rendement.

L'auteur a réalisé un petit générateur de bruit dont la figure 183 donne schéma. La diode zener alimentée par T_2 génère un bruit. Le point de fonc-

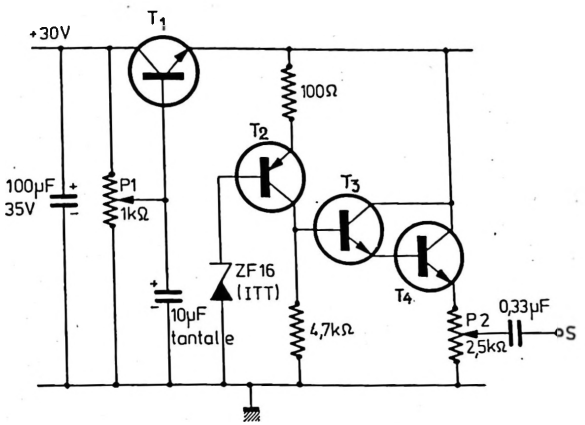


FIG. 183. — *Réalisation pratique d'un générateur de bruit.*

tionnement de l'ensemble est réglé par P_1 et T_1 qui déterminent la tension exacte qui alimente la diode. Le bruit que génère celle-ci est donc amplifié en niveau par T_2. Malgré ce transistor, on ne pourrait débiter beaucoup aux bornes de sa résistance de charge (4,7 kΩ) sans « bloquer » le phénomène, c'est pourquoi on a fait suivre T_2 par un amplificateur de courant constitué très simplement de T_3 et T_4. La sortie réglable par P_2 est apte à attaquer tout type d'amplificateur.

On connectera l'oscilloscope entre la sortie et la masse. On réglera P_2 de telle façon que son curseur soit au plus près de l'émetteur de T_4. On réglera ensuite P_1 pour le maximum d'amplitude en sortie (elle peut atteindre 10 V crête-à-crête), mais on constatera que dans ces conditions la moindre variation de température ou de la tension d'alimentation bloque l'ensemble et le bruit disparaît. On sera raisonnable en se limitant à 5 V crête-à-crête en sortie, l'ensemble sera plus stable et le bruit plus « régulier » (symétrie des « alternances » positives et négatives).

Il est impératif d'utiliser la diode zener ZF16 (de ITT). En effet toutes les diodes ne sont pas actives. Pour les lecteurs qui voudraient faire des essais avec d'autres modèles, l'auteur conseille des modèles de tension nominale supérieure à 10 V. En dessous de cette valeur, on n'observe pratiquement aucun bruit utilisable quel que soit le point de fonctionnement de la zener. Avec des modèles de tension supérieure à 10 V le point de fonctionnement est peu critique et l'on trouve du bruit dans un large éventail de courants zener. Lors des réglages, il conviendra de ne pas prendre le ronflement induit dans le câble allant vers l'oscilloscope pour du bruit, c'est ce qui peut se produire à très faible courant si l'on n'a pas utilisé de sonde.

POLARISATION D'ÉMETTEUR DANS UN AMPLIFICATEUR

On reconnaît le montage de la figure 184. Il s'agit d'un super-collecteur commun, ayant l'avantage d'une très grande « impédance » d'entrée, d'une très faible impédance de sortie et d'un gain en tension (entre E et S) très proche de 1.

Tel qu'il est représenté, ce montage offre un inconvénient. En effet, le courant collecteur de T_1 est le courant base de T_2. Ce dernier étant en général très faible, T_1 travaille avec un courant collecteur très faible. La plupart des transistors courants voient alors leur gain s'effondrer pour des valeurs trop faibles de leur courant collecteur. De plus, ce courant dépend du point de fonctionnement de T_2 qui dépend à son tour de R_1 et de VAL. On a donc avantage à faire travailler T_1 avec un courant de collecteur suffisant (quelques mA).

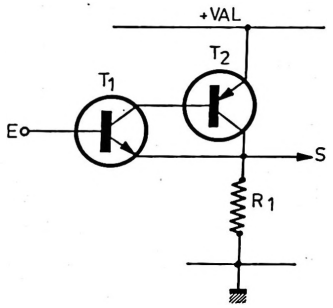


FIG. 184. — *Dans cet amplificateur « super collecteur commun », l'inconvénient principal est le courant collecteur trop faible pour T_1*

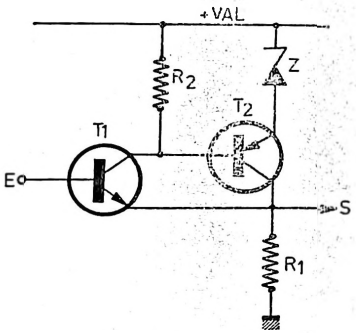


FIG. 185. — *R_2 et Z permettent un courant collecteur plus important pour T_1.*

Sur la figure 185, on a remédié à ce problème. La résistance R_2 fournit en permanence un courant I_{R_2} au collecteur de T_1, auquel s'ajoute le courant base de T_2, $I_{b_{T_2}}$, ($I_{c_{T_1}} = I_{R_2} + I_{b_{T_2}}$). Mais pour qu'un courant suffisant puisse circuler dans R_2, il faut qu'une tension suffisante soit présente aux bornes de cette résistance. Cette tension est fournie grâce à la diode zener Z. La résistance R_2 voit une tension : $V_{R_2} = V_Z + V_{be_{T_2}}$. La valeur de V_Z n'est pas rigoureuse et l'on pourra choisir un modèle de bonnes performances. Bien entendu, la valeur de R_1 sera à revoir.

Chargeurs d'accumulateurs à coupure automatique en fin de charge

La diode zener est très utile pour la réalisation de bascules à seuil. La charge correcte d'une batterie d'accumulateurs demande un temps assez grand. Dans la plupart des cas, on n'attend pas que celle-ci soit « à plat » et on la « fortifie » de temps en temps. Par esprit pratique, l'opération est souvent effectuée la nuit, alors que l'on n'utilise pas le véhicule. Le fait de laisser un accumulateur « au

plomb » se charger constamment, tend à le mettre hors service au bout d'un temps plus ou moins long. Il est donc nécessaire que le chargeur déconnecte automatiquement l'ensemble dès que l'on estime la charge terminée. Au niveau du système de contrôle, on ne peut envisager le contrôle direct du temps de charge. En effet, l'état « haut » d'une batterie dépend du temps de charge et du courant de charge. On peut alors songer à contrôler la tension aux bornes de la batterie.

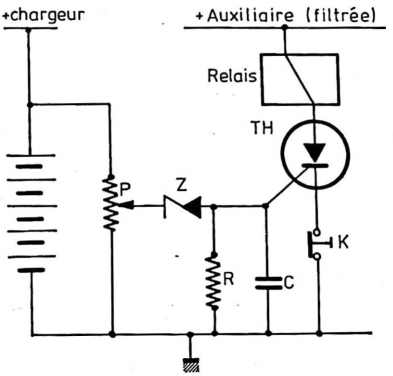


FIG. 186. — *Chargeur de batterie à coupure automatique en fin de charge.*

On voit sur la figure 186 que la F.E.M. de l'accumulateur est contrôlée en permanence par le diviseur de tension ajustable constitué du potentiomètre P et de la diode zener Z. La résistance R a deux fonctions : elle permet un courant suffisant dans Z et diminue la sensibilité du thyristor TH afin d'éviter des déclenchements intempestifs de cet élément sur un parasite, par exemple. Pour la même raison, un condensateur de faible valeur C a été placé en parallèle sur R. L'alimentation auxiliaire est obtenue à partir d'un transformateur miniature séparé, on verra plus loin pourquoi. On sait qu'entre son état « haut » et son état « bas » la F.E.M. d'une batterie d'accumulateurs s'abaisse de quelques dixièmes de volt. On règle donc P afin que le relais passe juste au travail quand la batterie est bien chargée (contrôle au pèse-acide). A ce moment, les contacts du relais ont coupé le primaire du transformateur de puissance. Il est alors nécessaire que l'alimentation du thyristor et donc du relais soit constante sans quoi l'ensemble entrerait en oscillation mécanique (battement du relais). Le poussoir K sert à couper l'auto-alimentation du relais lorsqu'on a mal réglé l'ensemble ou lorsqu'on place une autre batterie à charger. Ensuite, on met en place l'accumulateur déchargé. Le relais ne doit pas coller et la batterie se charge jusqu'à ce que sa F.E.M. remonte, à ce moment un courant suffisant circule dans la diode zener Z, et le thyristor fait passer le relais au travail, la charge est interrompue. On profitera des contacts supplémentaires du relais pour actionner un voyant indiquant la fin de charge. Le poussoir K servant alors à contrôler que celle-ci est correcte.

On aurait pu penser à utiliser la même source pour alimenter la batterie et le relais mais il aurait fallu couper par les contacts du relais, la liaison tension redressée batterie. Indépendamment du fait que le choix du relais qui « conviendrait » pour couper une telle intensité serait difficile, il n'est pas recommandé de faire fonctionner un transformateur de ce type sans charge.

On peut réaliser plusieurs de ces systèmes pour charger « progressivement » la batterie, celle-ci ne s'en portera que mieux. Au départ, une résistance est inserée entre le chargeur et l'accumulateur. A partir d'une certaine F.E.M., un montage fait coller un relais qui court-circuite cette résistance. Puis à partir d'une autre valeur un autre montage fait coller un autre relais qui fait cesser la charge.

On veillera à utiliser des diodes zener compensées en température, si l'on tient à un déclenchement stable.

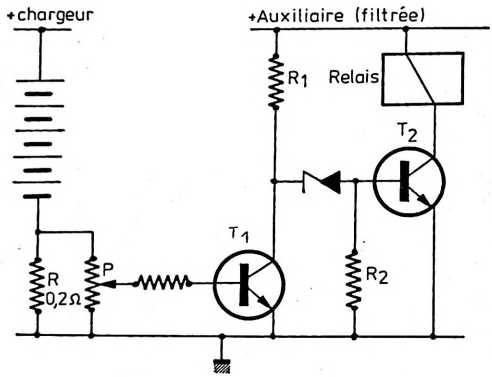


FIG. 187. — *Système chargeur de batterie à coupure automatique plus précise que précédemment.*

On peut objecter que ce système du contrôle de la charge est arbitraire. En effet, il semble plus logique et plus rigoureux de contrôler le courant de charge. Rappelons que celui-ci est normalement très élevé en début de charge et devient très faible lorsque l'élément est chargé. Pareil à un condensateur, sa résistance équivalente est très faible au départ, le courant de charge est alors élevé. La figure 187 montre que l'on a inséré une résistance de très faible valeur (une fraction d'ohm). La tension disponible à ses bornes, directement proportionnelle au courant de charge est dosée par le potentiomètre P de telle façon que le relais reste au repos en présence d'une batterie « à plat ». Comme auparavant, ce relais commute le primaire du transformateur principal. Lorsque le courant de charge diminue la tension aux bornes de R et de P en fait autant, ce qui diminue le courant collecteur de T_1. De ce fait T_2 peut conduire (le seuil dépend du réglage de P) et le relais colle coupant l'alimentation de l'accumulateur. L'ensemble ainsi réalisé est un ampèremètre automatique, et il faut noter que la charge reprend, contrairement au montage précédent lorsque la batterie s'épuise (intéressant

dans le cas d'éléments d'atelier ou alimentant un dispositif d'alarme). Il est à noter qu'il est possible d'éviter l'automaintien du thyristor dans le montage de la figure précédente (fig. 186), il suffit de ne pas filtrer la source auxiliaire ou de remplacer cet élément à quatre couches par un transistor ce qui sera préférable et évitera de voir vibrer le relais si la source auxiliaire est simplement de forme unidirectionnelle.

INDICATEUR DE PUISSANCE POUR CHAINE HI-FI

Les amplificateurs basse-fréquence sont très peu souvent munis de vu-mètre. Ces appareils (et leurs circuits associés reviennent souvent trop cher devant le service rendu), de plus on doit considérer leur fragilité. La plupart du temps, il n'est pas nécessaire de connaître avec exactitude la puissance électrique débitée dans la charge. En effet, elle ne correspond pas directement à un niveau acoustique rendu dans la salle d'écoute celui-ci était également lié au rendement des haut-parleurs. Par contre, il peut être intéressant de savoir à tout moment, si une certaine puissance électrique n'est pas atteinte ou même dépassée. Cette alarme est surtout nécessaire en ce qui concerne la protection des enceintes acoustiques lorsque le choix de celles-ci a porté, en raison de leurs qualités de restitution, vers des modèles ne pouvant admettre la puissance totale que peut délivrer l'amplificateur.

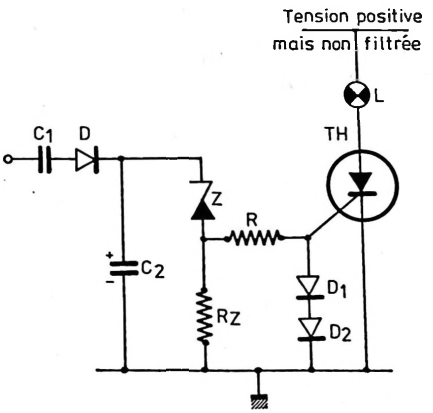


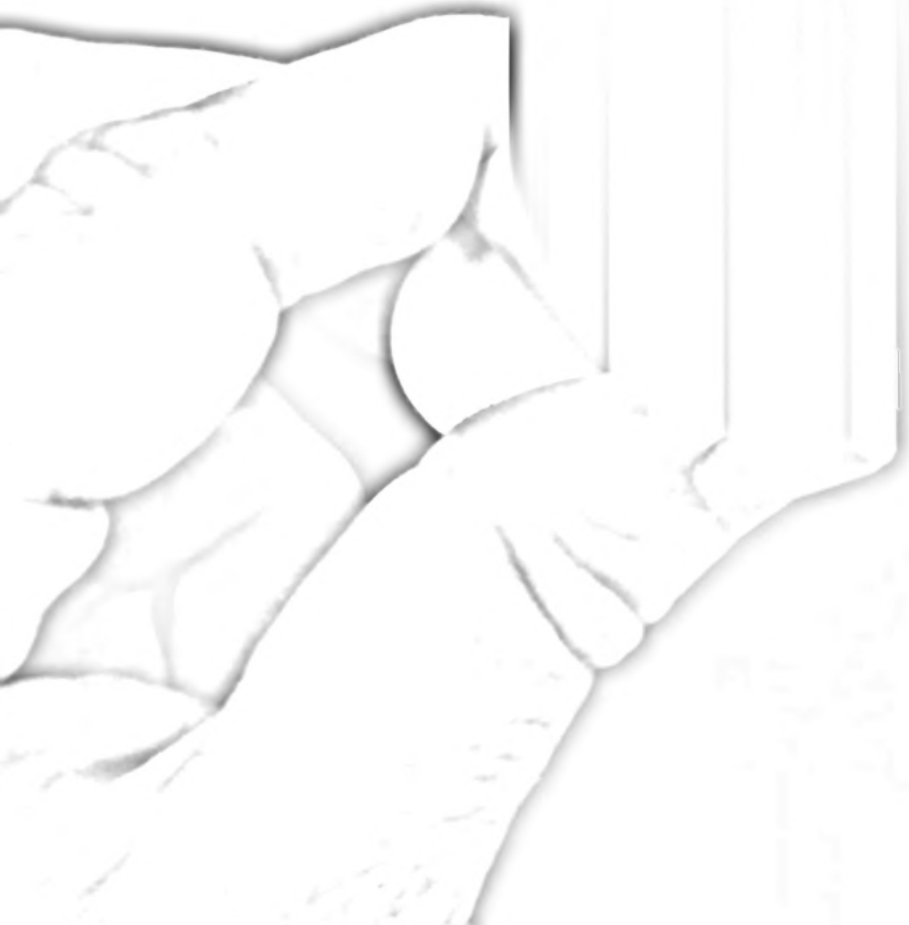
FIG. 188. — *Dispositif permettant d'aviser que le niveau de sortie d'un ampli a dépassé un certain seuil.*

Le schéma du petit montage est donné en figure 188. Le signal basse fréquence est pris aux bornes du haut-parleur grâce à C_1 qui isole, le cas échéant, le petit indicateur de la sortie de l'amplificateur. Ce signal est ensuite redressé et filtré par D et C_2. Si ce dernier condensateur a une valeur suffisante on obtient à ses

bornes une tension qui ne variera que lentement. En effet, à quoi servirait un voyant si celui-ci n'a pas le temps de s'allumer en raison de son inertie. Suivant l'amplitude de cette tension, et à impédance fixe du haut-parleur, on pourra considérer que l'on a 1, 10, 50 W, etc. On choisira la valeur V_{Znom} en conséquence. Celle-ci déterminera, à partir de quelle valeur le voyant devra s'illuminer. La résistance R et les diodes D_1 et D_2 protègent la « gâchette » du thyristor lorsque volontairement, on dépasse la puissance déterminée. On calculera R_Z de telle façon que la diode ne soit jamais surchargée. Il n'est d'ailleurs pas nécessaire que le courant dans celle-ci soit élevé pour que l'indicateur L fonctionne. En effet, le thyristor pourra être un petit modèle que l'on choisira, de surcroît, comme ayant une grande sensibilité. Comme l'indique le schéma, la tension d'anode doit passer par zéro afin que le thyristor se désamorce automatiquement.

Imprimerie Marcel Bon
70000 VESOUL
D. L. 3e trimestre 1975
No éditeur 134. No imprimeur 2023

5 000 ex.



E.T.S.F.
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS